



Acerca de este libro

Esta es una copia digital de un libro que, durante generaciones, se ha conservado en las estanterías de una biblioteca, hasta que Google ha decidido escanearlo como parte de un proyecto que pretende que sea posible descubrir en línea libros de todo el mundo.

Ha sobrevivido tantos años como para que los derechos de autor hayan expirado y el libro pase a ser de dominio público. El que un libro sea de dominio público significa que nunca ha estado protegido por derechos de autor, o bien que el período legal de estos derechos ya ha expirado. Es posible que una misma obra sea de dominio público en unos países y, sin embargo, no lo sea en otros. Los libros de dominio público son nuestras puertas hacia el pasado, suponen un patrimonio histórico, cultural y de conocimientos que, a menudo, resulta difícil de descubrir.

Todas las anotaciones, marcas y otras señales en los márgenes que estén presentes en el volumen original aparecerán también en este archivo como testimonio del largo viaje que el libro ha recorrido desde el editor hasta la biblioteca y, finalmente, hasta usted.

Normas de uso

Google se enorgullece de poder colaborar con distintas bibliotecas para digitalizar los materiales de dominio público a fin de hacerlos accesibles a todo el mundo. Los libros de dominio público son patrimonio de todos, nosotros somos sus humildes guardianes. No obstante, se trata de un trabajo caro. Por este motivo, y para poder ofrecer este recurso, hemos tomado medidas para evitar que se produzca un abuso por parte de terceros con fines comerciales, y hemos incluido restricciones técnicas sobre las solicitudes automatizadas.

Asimismo, le pedimos que:

- + *Haga un uso exclusivamente no comercial de estos archivos* Hemos diseñado la Búsqueda de libros de Google para el uso de particulares; como tal, le pedimos que utilice estos archivos con fines personales, y no comerciales.
- + *No envíe solicitudes automatizadas* Por favor, no envíe solicitudes automatizadas de ningún tipo al sistema de Google. Si está llevando a cabo una investigación sobre traducción automática, reconocimiento óptico de caracteres u otros campos para los que resulte útil disfrutar de acceso a una gran cantidad de texto, por favor, envíenos un mensaje. Fomentamos el uso de materiales de dominio público con estos propósitos y seguro que podremos ayudarle.
- + *Conserve la atribución* La filigrana de Google que verá en todos los archivos es fundamental para informar a los usuarios sobre este proyecto y ayudarles a encontrar materiales adicionales en la Búsqueda de libros de Google. Por favor, no la elimine.
- + *Manténgase siempre dentro de la legalidad* Sea cual sea el uso que haga de estos materiales, recuerde que es responsable de asegurarse de que todo lo que hace es legal. No dé por sentado que, por el hecho de que una obra se considere de dominio público para los usuarios de los Estados Unidos, lo será también para los usuarios de otros países. La legislación sobre derechos de autor varía de un país a otro, y no podemos facilitar información sobre si está permitido un uso específico de algún libro. Por favor, no suponga que la aparición de un libro en nuestro programa significa que se puede utilizar de igual manera en todo el mundo. La responsabilidad ante la infracción de los derechos de autor puede ser muy grave.

Acerca de la Búsqueda de libros de Google

El objetivo de Google consiste en organizar información procedente de todo el mundo y hacerla accesible y útil de forma universal. El programa de Búsqueda de libros de Google ayuda a los lectores a descubrir los libros de todo el mundo a la vez que ayuda a autores y editores a llegar a nuevas audiencias. Podrá realizar búsquedas en el texto completo de este libro en la web, en la página <http://books.google.com>



A propos de ce livre

Ceci est une copie numérique d'un ouvrage conservé depuis des générations dans les rayonnages d'une bibliothèque avant d'être numérisé avec précaution par Google dans le cadre d'un projet visant à permettre aux internautes de découvrir l'ensemble du patrimoine littéraire mondial en ligne.

Ce livre étant relativement ancien, il n'est plus protégé par la loi sur les droits d'auteur et appartient à présent au domaine public. L'expression "appartenir au domaine public" signifie que le livre en question n'a jamais été soumis aux droits d'auteur ou que ses droits légaux sont arrivés à expiration. Les conditions requises pour qu'un livre tombe dans le domaine public peuvent varier d'un pays à l'autre. Les livres libres de droit sont autant de liens avec le passé. Ils sont les témoins de la richesse de notre histoire, de notre patrimoine culturel et de la connaissance humaine et sont trop souvent difficilement accessibles au public.

Les notes de bas de page et autres annotations en marge du texte présentes dans le volume original sont reprises dans ce fichier, comme un souvenir du long chemin parcouru par l'ouvrage depuis la maison d'édition en passant par la bibliothèque pour finalement se retrouver entre vos mains.

Consignes d'utilisation

Google est fier de travailler en partenariat avec des bibliothèques à la numérisation des ouvrages appartenant au domaine public et de les rendre ainsi accessibles à tous. Ces livres sont en effet la propriété de tous et de toutes et nous sommes tout simplement les gardiens de ce patrimoine. Il s'agit toutefois d'un projet coûteux. Par conséquent et en vue de poursuivre la diffusion de ces ressources inépuisables, nous avons pris les dispositions nécessaires afin de prévenir les éventuels abus auxquels pourraient se livrer des sites marchands tiers, notamment en instaurant des contraintes techniques relatives aux requêtes automatisées.

Nous vous demandons également de:

- + *Ne pas utiliser les fichiers à des fins commerciales* Nous avons conçu le programme Google Recherche de Livres à l'usage des particuliers. Nous vous demandons donc d'utiliser uniquement ces fichiers à des fins personnelles. Ils ne sauraient en effet être employés dans un quelconque but commercial.
- + *Ne pas procéder à des requêtes automatisées* N'envoyez aucune requête automatisée quelle qu'elle soit au système Google. Si vous effectuez des recherches concernant les logiciels de traduction, la reconnaissance optique de caractères ou tout autre domaine nécessitant de disposer d'importantes quantités de texte, n'hésitez pas à nous contacter. Nous encourageons pour la réalisation de ce type de travaux l'utilisation des ouvrages et documents appartenant au domaine public et serions heureux de vous être utile.
- + *Ne pas supprimer l'attribution* Le filigrane Google contenu dans chaque fichier est indispensable pour informer les internautes de notre projet et leur permettre d'accéder à davantage de documents par l'intermédiaire du Programme Google Recherche de Livres. Ne le supprimez en aucun cas.
- + *Rester dans la légalité* Quelle que soit l'utilisation que vous comptez faire des fichiers, n'oubliez pas qu'il est de votre responsabilité de veiller à respecter la loi. Si un ouvrage appartient au domaine public américain, n'en déduisez pas pour autant qu'il en va de même dans les autres pays. La durée légale des droits d'auteur d'un livre varie d'un pays à l'autre. Nous ne sommes donc pas en mesure de répertorier les ouvrages dont l'utilisation est autorisée et ceux dont elle ne l'est pas. Ne croyez pas que le simple fait d'afficher un livre sur Google Recherche de Livres signifie que celui-ci peut être utilisé de quelque façon que ce soit dans le monde entier. La condamnation à laquelle vous vous exposeriez en cas de violation des droits d'auteur peut être sévère.

À propos du service Google Recherche de Livres

En favorisant la recherche et l'accès à un nombre croissant de livres disponibles dans de nombreuses langues, dont le français, Google souhaite contribuer à promouvoir la diversité culturelle grâce à Google Recherche de Livres. En effet, le Programme Google Recherche de Livres permet aux internautes de découvrir le patrimoine littéraire mondial, tout en aidant les auteurs et les éditeurs à élargir leur public. Vous pouvez effectuer des recherches en ligne dans le texte intégral de cet ouvrage à l'adresse <http://books.google.com>

ENGIN.
LIBRARY



L'ONDE ÉLECTRIQUE

L'ONDE ÉLECTRIQUE

REVUE MENSUELLE

PUBLIÉE PAR

LES AMIS DE LA T. S. F.

COMITÉ DE PATRONAGE

MM.

Georges LEMOINE, président de l'Académie des Sciences.

L. E. BERTIN, vice-président de l'Académie des Sciences.

Alfred LACROIX, secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.

Emile PICARD, secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.

Henri DESLANDRES, ancien président de l'Académie des Sciences.

BLOT-GARNIER, président de l'Union des Horlogers de France.

Henri BOUSQUET, président du Conseil d'administration de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil.

Gabriel CORDIER, président de l'Union des Industries métallurgiques et minières.

J. DAL PIAZ, président du Conseil d'administration de la Compagnie Générale Transatlantique.

MM.

S. DERVILLÉ, président du Syndicat des Chemins de fer de Ceinture de Paris.

Charles FERRAND, président de la Chambre syndicale des Constructeurs de Navires.

Hubert GIRAUD, administrateur-délégué de la Société Générale de Transports Maritimes à Vapeur.

Société des Ingénieurs Coloniaux.

J. LE CESNE, président de l'Union Coloniale française.

Raynald LEGOUEZ, président de l'Union des Syndicats de l'Electricité.

A. MESSIMY, ancien ministre.

Denis PÉROUSE, président du Syndicat des Armateurs de France.

J.-B. POMEY, ingénieur en chef des Postes et Télégraphes.

ÉTIENNE CHIRON, ÉDITEUR

40, RUE DE SEINE

PARIS

L'ONDE ÉLECTRIQUE

PUBLICATION
DE LA
SOCIÉTÉ DES AMIS
DE LA

T.S.F.

v. 2
1923



SOMMAIRE

E. ROTHÉ

SUR LA RADIOGONIOMÉTRIE DES PARASITES
ATMOSPHÉRIQUES ET LA PRÉVISION DU TEMPS

A. DUFOUR

OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE POUR L'ÉTUDE
DES BASSES, MOYENNES & HAUTES FRÉQUENCES

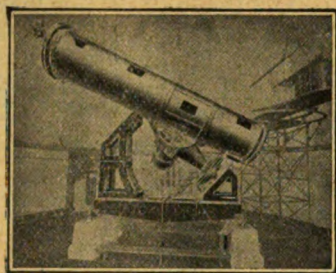
LEON DELOY

Une visite à quelques postes d'amateurs anglais, écossais,
hollandais, belges et à PCGG

Analyses et Bibliographie. — Montages et tours de main.
Correspondance et avis

Etienne CHIRON, Éditeur

INSTRUMENTS D'ASTRONOMIE



Maison P. GAUTHIER
Georges P.

Successeur

56, Boulevard Arago

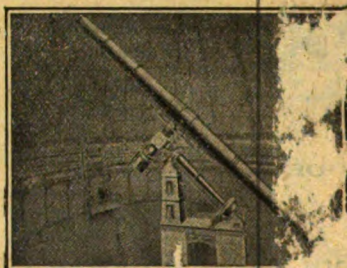
PARIS (XIII^e)

Registre du Commerce : SEINE 78. 40

Fournisseurs des Observatoires
nationaux français et étrangers

INSTALLATION COMPLÈTE
d'OBSERVATOIRES

INSTRUMENTS
pour Amateurs



Jumelles Stéréo-Prismatiques HUET

ET TOUS INSTRUMENTS D'OPTIQUE



R. C. Seine
148.367

Société Générale d'Optique

76, Boulevard de la

PARIS

MARQUE



Fournisseur des Armées et Marine
Françaises et Étrangères

EN VENTE CHEZ TOUS LES OPTICIENS

Exiger sur chaque jumelle le mot " HUET " sans préfixe
Catalogue franco sur demande mentionnant le Bulletin de l'Astronomie

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par les Amis de la T. S. F.

ABONNEMENT D'UN AN		Étienne CHIRON	PRIX
		ÉDITEUR	
France	30 fr.	40, RUE DE SEINE, PARIS	DU NUMÉRO : 3 francs
Étranger	35 fr.	CHÈQUES POSTAUX : PARIS 53-55	

Pour les correspondances prière de se conformer aux indications ci-dessous :

Correspondance d'intérêt général et demandes d'admission	Correspondance concernant la rédaction de l'Onde Électrique et questions techniques :	Paiement des cotisations et envois de fonds :
M. le Colonel CORNU		M. ATTHALIN, trésorier
Secrétaire général des Amis de la T. S. F.	M. CLAVIER, secrétaire de la rédaction	3, rue d'Antin
102 bis, rue Didot, PARIS (14°)	40, rue de Seine, PARIS (6°)	Paris

Au moment où notre revue entre dans sa deuxième année, il ne nous a pas paru inutile de jeter un coup d'œil sur le chemin parcouru et d'indiquer à nos lecteurs nos intentions pour l'année nouvelle.

Qu'on nous permette d'abord de rappeler ici les buts que se sont proposés ses fondateurs : contribuer, en dehors de toute préoccupation commerciale, à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent; grouper amicalement tous ceux qui s'intéressent à cette science nouvelle, pour continuer en temps de paix la solidarité scientifique qui s'est manifestée si solidement durant la guerre; propager par tous les moyens l'usage de ces nouveaux procédés de communication entre les hommes, si riches de possibilités de toutes sortes.

Nous nous sommes efforcés en 1922 de réaliser ce programme; nos réunions, très suivies, ont comporté des communications d'un puissant intérêt; notre revue a su, à côté d'articles où savants et ingénieurs sont venus exposer les résultats de leurs recherches, offrir une large hospitalité aux amateurs, et accueillir leurs suggestions et les trouvailles de leur ingéniosité; nous avons enfin aidé le plus activement possible à l'organisation et la réussite des événements T. S. F. de l'année : exposition des petits constructeurs au Champ de Mars, concours de communications transatlantiques.

La Société des Amis de la T. S. F. se propose de continuer en 1923 à réunir ses membres chaque mois, en des séances où alterneront les communications scientifiques et les discussions sur les applications pratiques, l'usage et l'amélioration des appareils. Chacun pourra venir y apporter le résultat de ses expériences, si modestes soient-elles, pour le plus grand bien de tous.

Préoccupée d'amener ceux qui manqueraient d'une préparation suffisante et désireraient l'acquérir, à la compréhension de la Radiotélégraphie, la Société des Amis de la T. S. F. projette d'instituer un cours public, où sous la direction de professeurs autorisés, chacun pourra trouver l'initiation nécessaire.

Dans l'intention de favoriser les recherches expérimentales, des concours seront organisés, destinés à récompenser les inventions pratiques, les tours de main, qui paraîtront vraiment remarquables au double point de vue de l'ingéniosité et de l'utilité.

Sous le nom de Comité des Essais transatlantiques se sont réunis, sur l'initiative de notre Société, des représentants de toutes les Sociétés d'amateurs françaises. Les résultats des essais ont été des plus brillants. 1923 verra certainement s'organiser de nouveaux concours, essais à travers l'Europe, essais de jour sur cndes courtes, dont nous pouvons attendre de curieux enseignements, et qui intéresseront, croyons-nous, les amateurs comme les savants.

Ainsi comptons-nous donner satisfaction à tous ceux qui nous suivent, et serions-nous heureux d'être utiles à tous ceux qui se passionnent, à titres divers, à l'avancement de la science, depuis le lycéen qui travaille pour mériter, comme étrennes, le poste à lampes dont il rêve, jusqu'au chercheur qui tend patiemment ses efforts vers la conquête de la vérité scientifique et de ses applications.

LA RÉDACTION

SUR LA RADIOGONIOMÉTRIE DES PARASITES ATMOSPHÉRIQUES ET LA PRÉVISION DU TEMPS

Par E. ROTHÉ

Directeur de l'Institut de physique du Globe de Strasbourg

I. — Introduction.

Dès leur apparition, les détecteurs de la télégraphie sans fil furent utilisés à l'étude des orages. La plupart du temps, en effet, les décharges orageuses produisent des ondes hertziennes; mais, si l'on peut assimiler une décharge éclatant entre deux nuages ou couches humides à l'étincelle d'un oscillateur Hertzien, on conçoit immédiatement que la décharge se produisant dans un espace très résistant, la surface de rayonnement des conducteurs chargés étant très grande, on se trouve en présence d'un oscillateur très amorti et l'on doit à priori s'attendre à des amortissements importants, rendant difficiles les phénomènes de résonance.

Dès 1895 et 1896, A. S. Popoff réalisait précisément pour l'étude des orages des dispositifs de réception où il utilisait le cohéreur. Il fut bientôt suivi par T. Tommasina et J. Fenyi : c'est à ce dernier qu'on doit la substitution aux contacts mal définis entre grains de limaille des contacts entre aiguilles à coudre placées en croix.

En France, c'est à M. A. Turpain que l'on doit les premières recherches sur l'utilisation des antennes et les dispositifs de télégraphie sans fil pour l'étude des orages.

Au cohéreur fut substitué le détecteur électrolytique, puis les détecteurs à contacts solides (Jegou, Turpain, Flajolet). Dans la plupart des installations, on s'est efforcé d'obtenir l'inscription des phénomènes par l'utilisation, soit d'un relais actionnant un chronographe, soit d'un galvanomètre dont les déviations sont inscrites par la méthode photographique.

Afin d'éviter les inconvénients de l'inscription photographique, M. Turpain a établi un microampèremètre enregistreur : le courant à enregistrer passe dans un cadre mobile placé dans le champ magnétique d'un puissant électroaimant.

Il y a également lieu de rappeler l'usage des dispositifs balométriques, ainsi que l'emploi qui a été fait par l'auteur de cet article du

thermogalvanomètre de Duddel. Cet appareil permet de faire immédiatement une mesure relative de l'intensité des décharges ⁽¹⁾.

Toutes ces observations préliminaires faites au moyen d'antennes, avaient déjà donné des résultats intéressants pour les phénomènes relativement proches. Grâce aux dispositifs dont le principe a été rappelé ci-dessus on pouvait, tant par l'intensité que par la fréquence des décharges observées, prévoir l'approche d'orages. Mais on n'avait aucune donnée certaine sur la direction ou sur la trajectoire de la perturbation orageuse.

II. — Divers genres de parasites.

A mesure que se répandait l'usage des détecteurs électrolytiques ou à contact solide, et par suite du téléphone on constatait qu'il était possible de distinguer à l'oreille, d'après la nature de l'audition, plusieurs genres de *décharges atmosphériques* ou *telluriques*, ou, comme on dit souvent, de « parasites » par opposition aux signaux de télégraphie sans fil, correspondant à des télégrammes.

Par exemple, les chutes de neige ou de grêle donnent lieu à un bruissement tout particulier que connaissent bien les sans-filistes.

Ce genre de bruit porte communément le nom caractéristique de *friture*. Les Anglais le désignent sous le nom de *Sizzle*. On l'appelait aussi quelquefois *Hums*.

Un autre genre de parasites donne au téléphone l'impression d'un fort claquement; le bruit pourrait être comparé à celui d'une détonation brusque : les Anglais le nomment *clicks*. Comme les grinders ou grincements plus prolongés que les précédents, ces parasites doivent être attribués à des décharges orageuses ⁽²⁾.

III. — Expériences qui ont précédé la guerre.

Je m'étais proposé, dès 1911 à Nancy, l'étude de ces différents phénomènes, en même temps que j'étudiais l'effet des variations atmosphériques sur la propagation des ondes hertziennes : le poste de la Tour Eiffel émettait à certaines heures, toutes les dix secondes, des signaux de dix secondes qui permettaient de mesurer la déviation permanente produite à l'équipage du galvanomètre de Duddell. Cet

⁽¹⁾ Voir E. ROTHE, *Les applications de la télégraphie sans fil*, Berger-Levrault, 5^e édition, p. 289, où l'on trouvera une bibliographie de la question. Une bibliographie allant jusqu'en 1912 se trouve aussi dans J. LOISEL, *Les orages*, Thomas, Paris.

⁽²⁾ On verra plus loin comment nous avons été conduits à établir une distinction entre ces parasites.

appareil permet de faire immédiatement une mesure relative de l'intensité des décharges ⁽¹⁾.

Ces observations furent fréquemment troublées par les « parasites », et dès cette époque, j'avais eu l'impression très nette que ce n'étaient pas seulement les orages locaux, mais des phénomènes plus lointains qui amenaient ces perturbations. C'est pourquoi j'avais demandé au poste de la Tour de bien vouloir noter les conditions météorologiques.

IV. — Usage de la radiogoniométrie.

Au cours de la guerre, l'emploi des amplificateurs rendit la réception plus sensible et celui des cadres mobiles permit, pour la première fois, d'effectuer d'une façon simple les recherches de radiogoniométrie. Dès lors, l'étude des orages devenait plus précise puisque, non seulement on pouvait accuser la présence d'une manifestation orageuse, mais encore en déterminer la direction et la marche. C'est à la demande de M. Rouch, alors chef du service météorologique de l'armée, que j'appliquai, au cours de la guerre, la radiogoniométrie à l'étude des orages; mais les circonstances de la campagne ne permirent pas une étude systématique qui ne put être menée à bien qu'après l'armistice.

J'ai indiqué dans un article des *Annales de Physique* ⁽²⁾, la suite des expériences préliminaires qui furent faites depuis 1917 jusqu'à l'été 1919, à Saint-Cyr d'abord, puis à Strasbourg et continuées grâce à la bienveillance du Dr Henri de Rothschild.

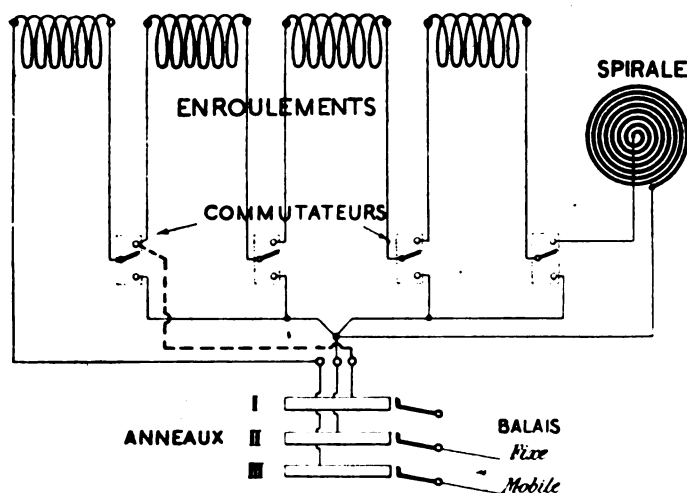
Au mois de juillet 1920, un cadre de grande dimension fut installé dans les nouveaux locaux de l'Institut de Physique du Globe de Strasbourg, il permet des réceptions depuis la longueur d'ondes de 1200 mètres, jusqu'à celles des grands postes comme Bordeaux. 24000 mètres,

Ce cadre, pour la construction duquel nous nous sommes inspirés des conseils de M. Mesny, est de forme hexagonale. Il est formé de six bras assemblés par des flasques métalliques. Chacun des bras porte une traverse de 60 centimètres, sur laquelle passent les enroulements. Les traverses sont réunies par du fil d'acier avec tendeurs d'aéro-

⁽¹⁾ E. ROTHE, *Sur l'influence possible des radiations solaires sur la propagation des ondes hertziennes*. Comptes rendus Acad. Sciences, t. 154, p. 1454. — Comptes rendus de la 41^e session de l'Association française pour l'avancement des sciences, Nîmes, 1912, p. 191. — E. ROTHE et R. CLARTE, *Influence de l'état de l'atmosphère sur la propagation des ondes hertziennes*. Comptes rendus Acad. Sciences, t. 158, p. 699, 1914.

⁽²⁾ *Sur la radiogoniométrie des parasites atmosphériques et la prévision du temps*. Ann. de Physique, 9^e série, t. XVII (mai-juin 1922).

planes, mode de construction qui diminue sensiblement le poids du cadre. Une des diagonales est verticale et le bras inférieur forme axe. Le cadre tourne au sol et au plafond sur des roulements à billes. La traverse inférieure porte des commutateurs qui permettent de prendre successivement cinq portions d'enroulement. Les quatre premières sont enroulées en tambour sur les traverses, la dernière est en spirale sur les bras; tous les isollements sont faits sur poulies de porcelaine. Au-dessous de la traverse horizontale inférieure est un disque gradué pour les opérations de radiogoniométrie et sur l'axe se trouvent trois anneaux sur lesquels frottent des balais en acier de ressort d'horloge, produisant le contact en deux points. Ce mode de construction a donné entière satisfaction. Deux anneaux pourraient suffire, le troi-



sième permet d'utiliser les portions centrales du cadre au lieu des portions extrêmes pour la réception des petites longueurs d'ondes, comme l'indique la figure schématique ci-jointe. Le fil en pointillé communique avec l'anneau I, les bornes I et II permettent de prendre les bobines centrales, les bornes II et III les bobines de gauche ou la totalité ⁽¹⁾.

L'ensemble des observations faites sur les parasites permet d'affirmer les résultats suivants :

1° Il est possible de suivre la marche d'un orage qui se forme au loin à l'horizon. — a) Méthode d'écoute. — Supposons d'abord un

⁽¹⁾ Il est évident qu'il vaudrait mieux installer le cadre radiogoniométrique dans la campagne, loin de toutes les lignes d'énergie; dans la ville, les tramways constituent une grosse gêne.

orage assez proche pour qu'on entende les coups de tonnerre, assez éloigné pour qu'on ne voie pas les éclairs; un observateur, qui garde les yeux fermés, note les décharges entendues au téléphone et les annonce à haute voix; un second observateur note les coups de tonnerre qui suivent les décharges. L'orage se rapprochant peu à peu, le second observateur est mis à même de voir les éclairs, d'en noter l'heure, de vérifier que les éclairs coïncident bien avec les décharges entendues. L'orage s'éloigne de nouveau : les décharges cessent d'être visibles et ne sont plus perçues qu'au téléphone. Mais on peut affirmer désormais que le phénomène entendu correspond bien à la décharge orageuse. On a le moyen, non seulement de suivre au cadre la direction de l'orage, mais d'en connaître la distance par la connaissance de l'intervalle de temps qui sépare une décharge entendue au téléphone, du coup de tonnerre suivant entendu à l'oreille.

b) Méthode d'inscription. — Bien qu'aucun doute ne puisse subsister à ce sujet, des expériences d'inscriptions sont encore plus convaincantes. On remplace le téléphone par un galvanomètre oscillographe à fer de M. Abraham, dont on inscrit les déviations sur des bandes de papier enfumé. Au moment où un éclair se produit, on note sur la bande le train de décharges correspondantes. On a ainsi une méthode objective : les inscriptions ainsi obtenues ne se différencient que par leur amplitude des trains de décharges venant de loin.

L'étude d'un orage peut se faire plusieurs heures à l'avance. Par exemple : le 22 août 1922 éclatait sur Strasbourg, un orage dont le maximum fut vers 17 h. 45 et que l'on put entièrement inscrire. Déjà à 14 heures, les bandes d'inscription ne laissaient aucun doute sur l'approche d'un orage.

Lorsqu'un orage est tout près de la station ou passe sur elle, la méthode radiogoniométrique ne s'applique plus, car on trouve des décharges dans tous les azimuts.

2° Le cas d'un orage proche excepté, on trouve pour les parasites des directions privilégiées. — Même par temps calme, par ciel bleu, la méthode radiogoniométrique permet de trouver des directions privilégiées pour les parasites. Nous examinerons plus loin l'explication qu'on peut donner, mais il importe d'insister d'abord sur les divers aspects sous lesquels les parasites se présentent à l'oreille ou à l'inscription, et sur les précautions à prendre pour en déterminer la direction.

3° Il y a différents genres de parasites. — Il y en a même en hiver assez fréquemment, leur intensité est variable et ils donnent au téléphone des sons très différents.

A diverses reprises, j'ai observé et vérifié, depuis, que les parasites nuls au lever du jour, au moment où la terre est couverte de gelée blanche ou de rosée, deviennent plus forts au moment du lever du soleil quand les prairies avoisinantes se couvrent de brouillard par évaporation; les parasites entendus alors donnent un bruit de friture analogue à celui que produit une chute de neige.

Cette friture paraît être constituée par un très grand nombre de faibles décharges, dues sans doute à la formation successive de petites nuées qui donneront plus tard naissance aux strato-cumulus. Nous avons été amenés à distinguer en dehors de ces fritures :

1° *Craquements et claquements*. — Ce sont les parasites les plus fréquents, observés surtout dans la journée. Nous appellerons craquements ceux dont la note est la plus basse ressemblant au bruit d'un morceau de bois que l'on brise, réservant le nom de claquements aux bruits de note plus élevés que les précédents et surtout plus brefs et secs. Ils ont une fréquence très variable et sont assez nombreux, quoique distincts entre eux, pour former une sorte de crépitement continu, tout à fait différent cependant des craquements.

2° *Décharges*. — Nous réserverons le nom de décharges à des manifestations qui sont plus rarement entendues, sont d'assez longue durée, jusqu'à cinq secondes, présentent un bruit métallique intense (gong), de note élevée très nette et conservent, pendant leur durée entière, la même intensité et la même hauteur.

Ces décharges ne semblent dues qu'à des nuages orageux plus ou moins proches. Quand l'orage est très proche, ces décharges peuvent devenir presque continues et dominer les autres genres de parasites.

4° *Il y a lieu d'envisager le maximum d'intensité, le maximum ou minimum de fréquence*. — Pour déterminer la direction dans laquelle existent des parasites, il ne faudrait pas se contenter de chercher les directions du maximum ou du minimum d'intensité. Il y a lieu d'envisager aussi la fréquence. Ainsi, on comptera pour les divers azimuts les décharges dans un temps donné, *recherche longue et délicate qui seule peut donner une certitude*.

On distingue parfois dans des plans différents, quelquefois dans des directions perpendiculaires, deux genres de parasites. Dans une direction, par exemple, le maximum peut être caractérisé, soit par un nombre plus grand de décharges assez nettes, soit par des craquements violents et continus; dans la direction perpendiculaire, au contraire, on observe des décharges plus nettes, correspondant à de faibles craquements. L'inscription est d'un grand secours pour se



Fig. 1. — Orage à l'horizon. — Décharge.



Fig. 2. — Décharge longue correspondant à un éclair visible (10 août 1921, Strasbourg).



Fig. 3. — Décharges concordant avec des chutes de grêle (10 août 1921, Strasbourg).

faire une opinion nette sur les régions dans lesquelles les décharges sont les plus fréquentes. On fait successivement des inscriptions dans les divers azimuts.

La technique consiste à compter les parasites par minute sur les azimuts divers de 20° en 20° . Dans les cas peu nets, on est obligé d'effectuer plusieurs tours par observations croisées et de prendre des moyennes. Si dans ces conditions on avait encore des doutes, on procéderait par extinction progressive des lampes d'amplification pour se débarrasser des petits craquements. On aura toujours recours, dans les cas difficiles, à la méthode qui consiste à chercher le minimum qui se trouve à 90° du maximum.

On a naturellement vérifié que plusieurs personnes, indépendamment des observateurs habituels, travaillant à part, sont conduites aux mêmes résultats.

Voici quelques exemples d'inscriptions :

La figure I représente des séries d'encoches, caractéristique des violentes décharges.

La figure II correspond à un éclair.

La figure III est une chute de grêle.

La figure IV est une décharge orageuse dans les Vosges.

Dans la figure V, des craquements et claquements correspondent à des encoches isolées.

Figure VI, claquements nombreux formant un crépitement.

5° La fréquence des parasites subit une sorte de variation diurne.

— Le nombre des parasites croît généralement avec la température, ils sont plus fréquents dans la journée, le maximum des orages ayant lieu dans l'après-midi. On constate pourtant des exceptions. comme dans l'observation des orages eux-mêmes.

D'après Angot, si on répartit toutes les observations d'orages relevés à Paris pendant la période de vingt ans en huit périodes de trois heures, commençant à minuit, on trouve que, sur un total de mille observations d'orages, on a :

Entre minuit et 3 heures	52
3 heures et 6 —	40
6 — et 9 —	43
9 — et 12 —	53
12 — et 15 —	242
15 — et 18 —	304
18 — et 21 —	173
21 — et 24 —	93



Fig. 4. — Longue décharge correspondant à un orage lointain.



Fig. 5. — Craquements isolés.



Fig. 6. — Craquements et craquements.



Fig. 7. — Crépitement intense provenant d'une série de craquements.

Plus de la moitié est observée entre midi et 18 heures, 546 sur mille. Von Han (*Lehrbuch der Meteorologie*, page 680) énonce une loi analogue pour l'Écosse, la Norvège, l'Allemagne.

Il semble qu'on puisse généraliser ce résultat en l'étendant aux parasites eux-mêmes et, par suite, la fréquence des parasites aux heures chaudes de la journée n'a rien de surprenant.

6° Il semble qu'on puisse rattacher la fréquence des parasites dans une direction déterminée à la fréquence des dépressions (Lacoste). — Un des chercheurs de l'Institut, qui a bien voulu se consacrer à l'étude de ces questions pendant les étés 1921 et 1922, a observé un certain nombre de faits qui l'ont conduit à énoncer des règles qui, si elles se vérifiaient dans les différents observatoires, conduiraient à énoncer des lois véritables et apporteraient une contribution importante à la prévision du temps.

1° S'il existe une dépression lointaine bien caractérisée à isobares fermées nettement concentriques, le maximum observé pour les claquements est dans la région S. et S. E. de cette dépression.

2° S'il existe une dépression dont le centre est très éloigné et dont les isobares s'étendent au loin, le maximum est dirigé vers la périphérie de la dépression. Il est moins nettement caractérisé que dans le cas précédent.

3° Les dépressions secondaires, les poches barométriques, les cols barométriques voisins correspondent à des fronts orageux et le maximum est difficile à obtenir.

Ce qui paraît donner aux énoncés de M. Lacoste beaucoup d'intérêt, c'est qu'il a pu prévoir par l'observation des parasites le déplacement de dépressions que j'ai pu moi-même vérifier à posteriori sur les cartes de l'Office National.

J'ai publié dans les *Annales de Physique* les tableaux d'observations qui l'ont conduit à ces énoncés.

Une correspondance a été établie à posteriori pour 1920 ; les observations ont été faites cette année-là par un autre physicien, M. Lavière.

La plupart du temps, les dépressions annoncées n'ont été connues à Strasbourg que le lendemain. On peut donc tirer de là des règles pratiques pour l'étude du déplacement des dépressions.

Pour la prévision des orages, on est conduit à dire :

Dès qu'il n'est pas possible de trouver un maximum et que l'on entend ou enregistre de violentes décharges sur tous les azimuts, l'orage atteint la région où l'on observe.

Pour les observations de 1920 et 1921, je renverrai les lecteurs à l'article des *Annales de Physique* cité plus haut et je me contenterai d'indiquer les faits les plus saillants, observés par M. Lacoste pendant l'été 1922.

Dépressions.

Le mardi 25 juillet, le maximum des parasites entendus était de direction W. S. W. — E. N. E. A 21 heures ce maximum se trouve N. W. — S. E. et la carte du 26 juillet indiquera une profonde dépression N. W. Angleterre.

Le 10 août, le maximum s'était tenu vers le N. E., sur le secteur S. E. d'une dépression à centre mer Baltique, Or, le 11 août, à 8 heures, je trouve un maximum N. W. — S. E. La carte isobarique indiquera une nouvelle dépression au N. W. de l'Angleterre. A 17 h. 30, le maximum est W. N. W., donc la dépression s'avance vers la Baltique comme on le verra avec la carte du 13 août.

Le samedi 19 août, le maximum était sur E. N. E., mais, à 11 heures, apparaît un renforcement sur N. W., celui-ci se maintient toute la journée; il correspond à une nouvelle dépression visible sur la carte du 20 août.

Au cours du 26 août, le maximum passe de E. N. E. sur dépression mer Baltique à W. N. W., vers une nouvelle dépression qui, le 27, aura son centre vers l'Irlande.

Les orages.

14 août — 8 heures. Décharges nettes, régions W. et W. N. W.

11 — Décharges plus fortes.

12 — Le maximum descend sur S. W.

18 — Violentes décharges sur tous les azimuts.

20 h 30 — — —

Premiers éclairs sur Strasbourg à 21 heures. — Violent orage à 23 heures. Quarante-deux bulletins d'orages concernant l'Alsace et la Lorraine parviennent le lendemain à l'Institut de Physique du Globe.

22 août, 8 heures. — Décharges violentes sur tous les azimuts avec renforcement sur N. W. Un orage est signalé à cette heure au N. W. de Strasbourg.

22 août, 11 heures. — Décharges violentes sur tous les azimuts.

— 14 — — — — —
— 16 h 30 — — — — —

L'orage atteint Strasbourg à 17 h. 45. Trente-sept bulletins d'orages parviennent le lendemain à l'Institut de Strasbourg.

Longueurs d'ondes des parasites.

Il est naturel de penser que, sous l'influence des parasites, le cadre fonctionne surtout par choc et avec sa période propre. Les décharges atmosphériques qui se produisent dans des milieux très résistants, dans des milieux à grand rayonnement doivent être amorties, et en effet, quand on utilise un cadre à faibles longueurs d'onde (jusqu'à 3000 m par exemple, comme je le faisais au début), on n'aperçoit guère de différences lorsqu'on modifie les conditions de résonance. Il n'en est pas de même lorsqu'on utilise un très grand cadre permettant d'écouter sur 25 000 m. Ce n'est alors que pendant les manifestations orageuses très intenses où *l'énergie est très grande et la longueur d'onde grande par suite des grandes capacités en jeu que la totalité du cadre donne de belles inscriptions.*

Pour les orages ordinaires, ce sont, au contraire, les premières sections du cadre qui inscrivent les parasites les plus fréquents : les observations faites jusqu'ici semblent indiquer que les longueurs d'onde des parasites sont réellement différentes suivant les circonstances de leur production. Cette question n'est pas encore assez avancée pour qu'on puisse affirmer des lois certaines. Elle mérite d'être étudiée à fond, car une telle étude contribuera vraisemblablement à établir entre les parasites une distinction moins subjective que celle dont on a dû se contenter jusqu'à présent. Cette étude est en cours à l'Institut de Strasbourg.

E. ROTHÉ,

Directeur de l'Institut de physique
du Globe de Strasbourg.

OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE POUR L'ÉTUDE DES BASSES, MOYENNES & HAUTES FRÉQUENCES

Par A. DUFOUR

Chargé de cours à la Sorbonne

(Fin)

La figure 33 donne un spécimen d'enregistrement obtenu par cette méthode; la fréquence du courant Z donné par l'arc étudié est de 150.000, celle des grandes oscillations Y est de 2.500 environ. Dans le tracé les extrémités supérieures (E) des périodes Z sont légèrement différentes des extrémités inférieures et font deviner l'existence d'un harmonique, rendue d'ailleurs plus manifeste par l'apparence curieuse du fond tracé par les oscillations Y, quand l'interrupteur rotatif à mercure laisse ouvert le circuit de l'oscillographe.

On peut expliquer ainsi cette particularité : l'action inductrice de (n) sur (p), dans la figure 32, s'effectuant d'une manière permanente, le circuit de l'oscillographe, ouvert ou fermé en (d), est toujours soumis à la même force électromotrice; sa self reste constante, mais sa résistance et sa capacité ne sont pas les mêmes dans les deux cas; en particulier quand il est ouvert, les oscillations de grande fréquence sont avantagées par rapport aux autres et c'est pourquoi on les devine mieux dans les régions (B) correspondantes sur l'enregistrement.

Troisième technique. — Basses fréquences. — Je ne dirai qu'un mot de cette manière d'opérer, et dans laquelle la tache cathodique décrit une hélice sur le cylindre enregistreur; elle n'est, en effet, à considérer que dans des cas spéciaux et seulement pour les basses fréquences.

On utilise l'action d'un champ magnétique, régulièrement variable, pour faire déplacer la tache cathodique parallèlement à l'axe du cylindre pendant que celui-ci tourne; le phénomène étudié Z est orienté de manière à produire des déviations parallèles aussi à l'axe du cylindre.

Un moyen commode d'obtenir un champ magnétique régulièrement variable à vitesse réglable, consiste à mettre, dans le circuit du solénoïde créant ce champ, un rhéostat constitué par deux baguettes minces de charbon enfermées dans un tube de verre où l'on peut faire monter plus ou moins vite du mercure; c'est ainsi que l'on a opéré ici.

La figure 34 donne une idée de l'apparence de l'enregistrement

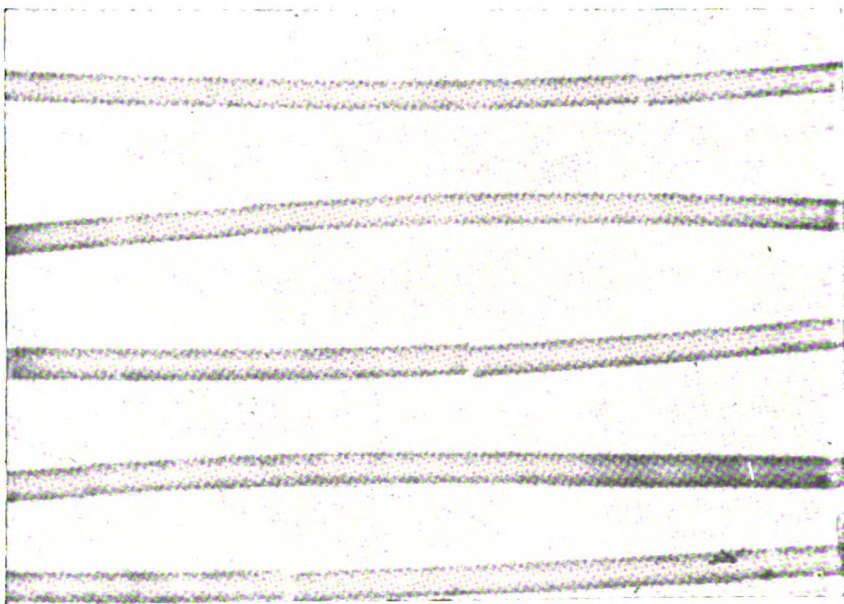


Fig. 34. — Ondes entretenues. Courbe de courant.
Fréquence = 11.000.

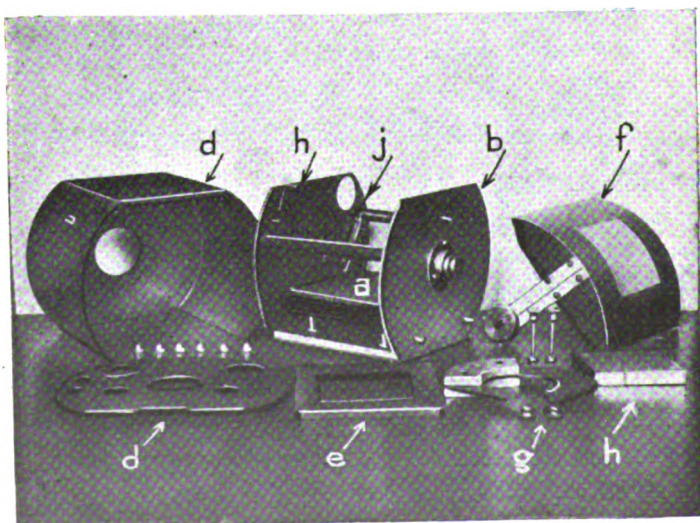


Fig. 35.

d'une fréquence de 11.000 par seconde, obtenu de cette manière, et au-dessous de laquelle il convient de rester, à moins qu'on ne fasse agir, comme précédemment, des champs auxiliaires pour étaler davantage le tracé.

IV. — Équipement et usage de l'appareil pour les hautes fréquences.

Lors de l'emploi de l'oscillographe pour l'enregistrement des hautes fréquences, le disjoncteur précédent n'est plus utilisé et le cylindre tournant est remplacé par un système à plaques photographiques, qui se fixe à son tour et de la même manière que l'interstructure précédente à l'intérieur de la cloche à vide.

Interstructure à plaques. — Les différentes parties qui la composent sont visibles dans la figure 35. On reconnaît les pièces (b) (c) (d) (e) (f) (g) (h) déjà rencontrées dans le dispositif du cylindre tournant de la figure 7.

Les plaques photographiques, au nombre de 6, et de dimensions 125×130 mm, sont portées par des châssis métalliques qu'on voit rabattus horizontalement dans la figure, tandis qu'ils sont verticaux quand l'appareil vient d'être chargé et mis en place. Leur rabattement dans le vide est commandé par le robinet de gauche de la porte de l'oscillographe; la rotation à fond de course de ce robinet, dans le sens des aiguilles d'une montre, actionne un doigt (j) qui fait tomber le premier châssis, dont la plaque est alors prête à recevoir un enregistrement; le retour du robinet à sa position initiale, grâce à l'action d'un système mécanique convenable, oblige ce doigt à prendre une dimension telle qu'à la manœuvre suivante, il fasse tomber le second châssis. Dans cette disposition, la remontée des châssis n'est pas possible; elle est d'ailleurs inutile, car la manœuvre de l'écran fluorescent (f) permet de protéger contre les rayons cathodiques la plaque qui vient d'être impressionnée. Un butoir intérieur (k) commandé par le troisième robinet de la porte de l'oscillographe sert à immobiliser temporairement les châssis lors de la mise en place de cette interstructure.

Contrairement à ce qui se passe pour le cylindre tournant, le chargement des châssis ne nécessite que l'enlèvement du diaphragme (e) sans autre démontage; la manœuvre est ainsi beaucoup plus rapide.

Méthode d'enregistrement. — Tout déplacement relatif de la tache cathodique par rapport à la plaque, ici immobile, s'obtient par l'action

des champs magnétiques ou électriques convenables combinés de manière à obtenir les diverses apparences dessinées schématiquement dans la figure 36.

La tache cathodique (T) représentée immobile en (I) peut décrire soit les oscillations (Y) de grande amplitude qu'on voit en (II), soit les oscillations moins importantes (Z) données en (III), soit enfin les

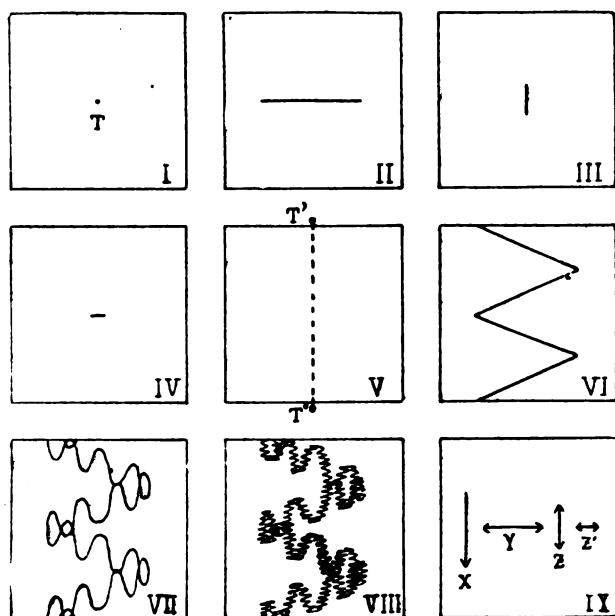


Fig. 36.

petites oscillations (Z') figurées en (IV), quand elle est soumise aux champs correspondants convenablement orientés.

La plaque étant immobile, pour obtenir un tracé, on fait déplacer rapidement la tache cathodique de la position (T') à la position (T) dessinées en (V), à l'aide d'une action dite « de balayage » (X), produite par la variation plus ou moins brusque d'un autre champ accessoire, ici toujours magnétique.

On voit en (VI) le tracé schématisé obtenu par les actions simultanées (X) et (Y); en (VII) on trouve le résultat dû à (X) (Y) (Z) agissant ensemble; enfin en (VIII) on a l'apparence du tracé le plus général fourni par la réunion des actions (X) (Y) (Z) (Z') sur la tache cathodique. Leurs directions respectives sont réunies en (IX).

En général, (Y) est obtenu par un courant oscillant appartenant

par exemple, au secondaire d'un arc à oscillations entretenues, et (Z) correspond au phénomène de grande fréquence étudié; pour les très hautes fréquences, dont on verra plus loin quelques exemples, (Z) devient comme (Y) déviation accessoire destinée à allonger le tracé et c'est (Z') qui correspond alors au phénomène principal.

Le balayage (X), produit par la rupture d'un courant continu, est toujours très rapide, de sorte que la durée de l'enregistrement total est très courte. Il en résulte d'abord que l'illumination du tube cathodique n'est nécessaire que pendant un temps minime, avantage précieux qui permet de le faire travailler sous grande puissance, le cas échéant, sans le détériorer ni lui faire dégager trop de gaz. Il sera même indiqué de s'arranger pour que cette durée de fonctionnement soit aussi courte que possible afin d'éviter tout voile de la plaque photographique. A cause de la grande vitesse relative de la tache cathodique par rapport à la plaque, à défaut d'une très grande machine électrostatique, l'emploi du transformateur à haute tension est seul possible; or, un tel transformateur, alimenté par du courant alternatif, fournit au secondaire des tensions variables, et bien que l'usage de soupapes permette d'arrêter les alternances de mauvais sens pour le tube, il faut que l'enregistrement se produise au moment où la tension au secondaire passe par son maximum afin que les conditions de fonctionnement du tube cathodique soient sensiblement constantes; le balayage doit donc être effectué à ce moment précis.

Rupteur synchrone. — Pour réaliser commodément toutes ces opérations en temps voulu, il faut qu'elles soient commandées automatiquement; on utilise pour cela un rupteur synchrone représenté schématiquement avec les circuits correspondants dans la figure 37 et qu'on a pu apercevoir en (F) dans la figure 2.

Il se compose (figure 37) d'un volant (a) dont la rotation dans le sens (p) est commandée par un moteur synchrone (h) alimenté par le même courant alternatif (A) qui passe dans le primaire (P) du transformateur à haute tension (T). Les engrenages (f) et (g) assurent à ce volant une vitesse de rotation d'environ 2 tours par seconde.

Une tige (b), glissant radialement, et rappelée par un ressort antagoniste (e) est solidaire de l'armature d'un électro-aimant (c) fixé au eolant et qu'on peut exciter par un courant continu (U) arrivant aux bagues (d).

Quand ce rupteur est « armé », c'est-à-dire quand l'électro-aimant est excité, l'extrémité de la tige (b) ne rencontre, dans sa rotation, aucun des interrupteurs numérotés de 1 à 5. Quand on coupe le courant (U), l'action de la tige (b) rappelée par son ressort (e), va faire

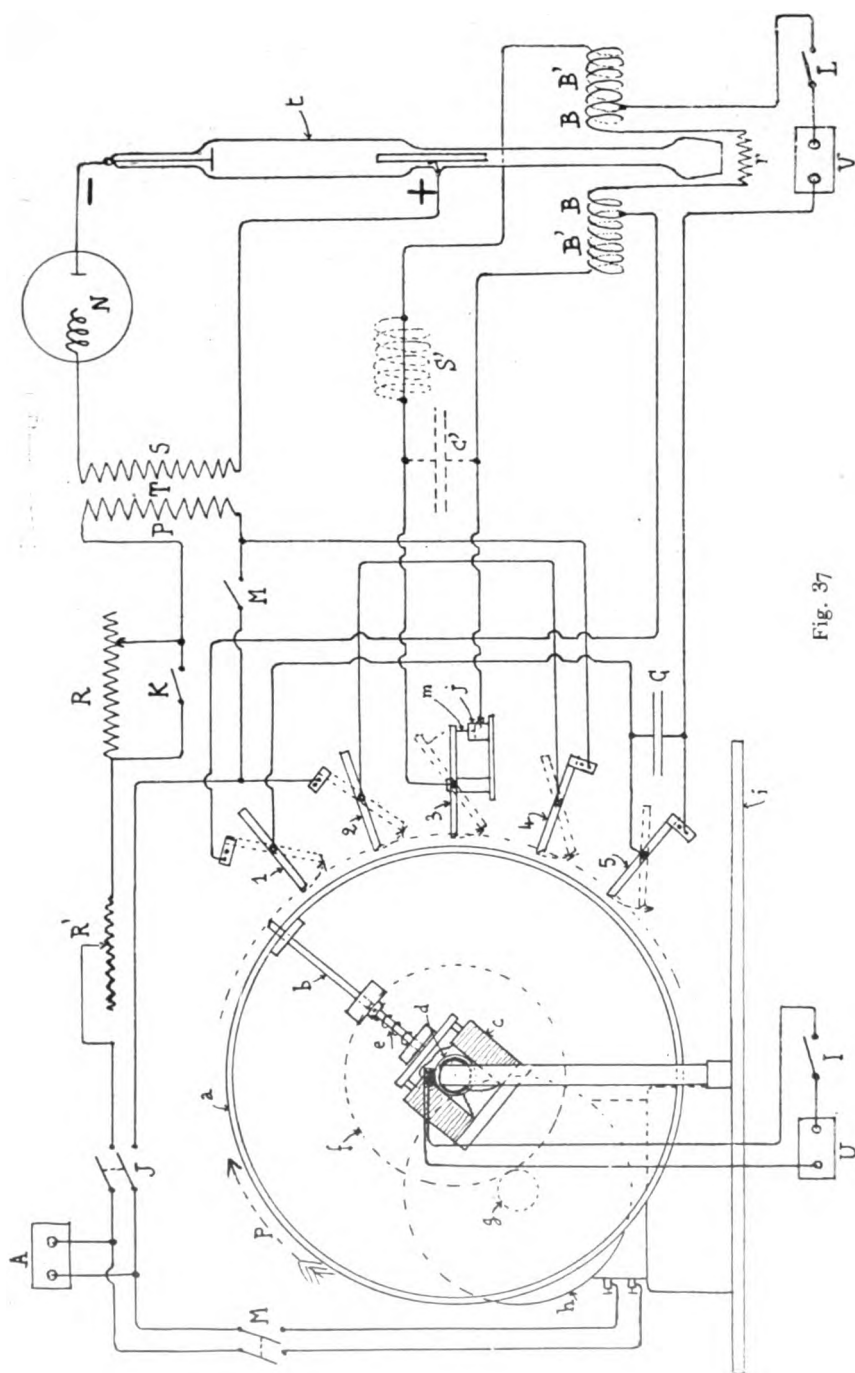


Fig. 37

successivement passer ces interrupteurs des positions tracées en trait plein à celles figurées en pointillé, et va satisfaire ainsi automatiquement à toutes les conditions précédemment exposées, ainsi qu'on le verra plus loin.

Les interrupteurs (2) et (4) sont en série avec le primaire (P) du transformateur, garni de ses rhéostats (R) et (R') et de son interrupteur (K) dont le rôle a déjà été signalé à propos de la figure 9 ; en série avec le secondaire (S) se trouvent le tube cathodique (t) de l'oscillographe et la soupape à haute tension (N). Une clef morse (M) permet de court-circuiter pendant un temps très court l'ensemble des interrupteurs (2) et (4) quand on veut, indépendamment d'eux, se rendre compte, par exemple, du fonctionnement du tube.

Les interrupteurs (1) et (5) sont montés en série dans le circuit de balayage (X) alimenté par la source à courant continu (V). Le solénoïde de ce circuit agissant sur le faisceau cathodique est figuré schématiquement par l'ensemble des deux enroulements (B) et (B') montés en dérivation l'un par rapport à l'autre. (B) est en série avec la résistance fixe (r) choisie une fois pour toutes, tandis que (B') est connecté avec l'interrupteur 3. La figure montre que lorsque les interrupteurs (L) (1) (3) (5) sont fermés, il passe des courants de sens opposés dans les enroulements (B) et (B'), constitués de manière que le champ magnétique résultant ait le sens défini par (B') ; l'ouverture de l'interrupteur (3) laisse subsister seul le champ créé par (B). Le résultat de cette opération est le déplacement (T') (T'') indiqué dans la figure 36.

On peut d'ailleurs faire varier dans une certaine mesure la vitesse de ce balayage en agissant soit sur la constitution du circuit, soit sur les conditions de la rupture en (3). L'adjonction d'une self (S'), dessinée en pointillé, et le raccourcissement maximum du bras de levier de l'interrupteur rendent possible une durée de balayage atteignant le millième de seconde ; au contraire, l'allongement maximum de ce bras de levier, l'introduction d'un condensateur (C') de capacité convenable (par exemple 4 microfarads), monté en dérivation aux bornes de la coupure, ainsi que le fait de recouvrir le mercure du godet (j) par de l'alcool éthylique, permettent, si le fil (m) est fin, de descendre à une durée de l'ordre du $\frac{1}{10.000}$ et même du $\frac{1}{20.000}$ de seconde.

Bien que la self soit faible, il est utile de garnir l'interrupteur (5) d'un condensateur analogue au précédent pour réduire l'étincelle à la rupture du courant total.

L'avantage de ce dispositif est qu'il ne passe de courant dans

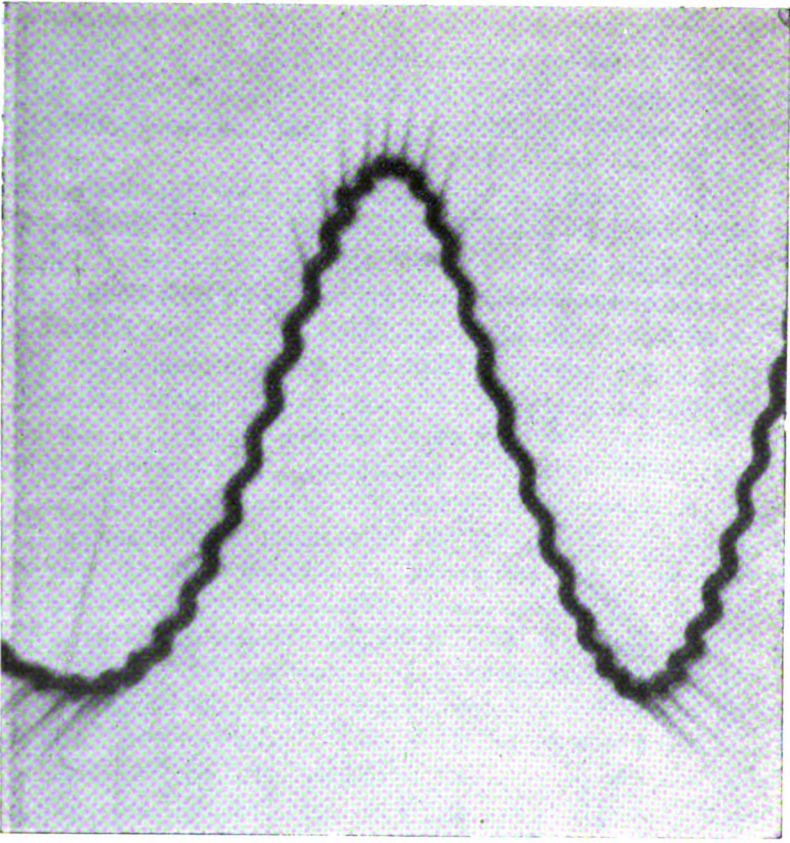


Fig. 38. — Effet du ralentissement partiel des électrons du faisceau.
Oscillations entretenues. Courbe de tension. Fréquence = 270 000.

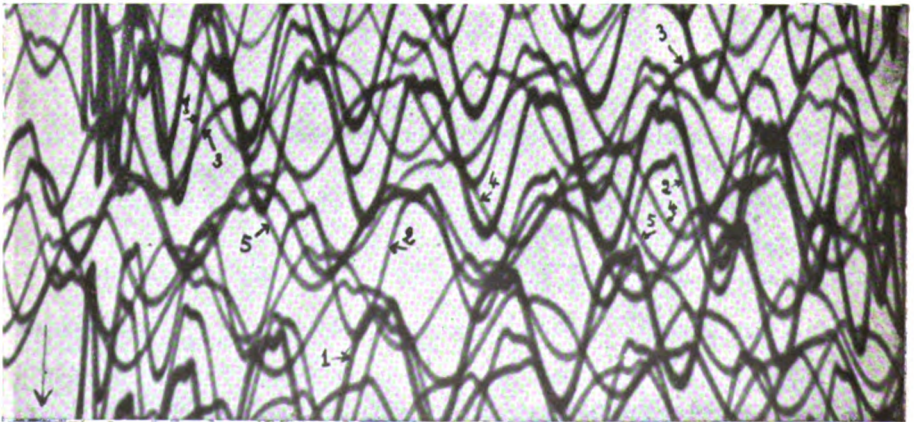


Fig. 39. — Spécimens de cinq enregistrements successifs sur une même plaque.
Ondes entretenues. Courbes de courant. Fréquence 150 000. $\lambda = 2000$ m.

tous les circuits principaux de la figure 37 qu'au moment précis de l'enregistrement; d'ailleurs l'intensité des courants dans (B) et (B') est alors telle qu'ils ne pourraient la supporter longtemps sans danger; l'observation visuelle de la tache cathodique est cependant toujours possible grâce à l'interrupteur (M).

La manœuvre est alors extrêmement simple, surtout si l'on a soin de placer les interrupteurs (I) (J) (K) (L) à portée de la main. Ces interrupteurs étant ouverts, et le volant en rotation, on amène les interrupteurs (1) à (5) dans la position dessinée en trait plein; l'appareil oscillographique étant prêt, on ferme (J) (K) (L), l'interrupteur (M) restant évidemment ouvert; aucun courant ne passe dans les divers circuits. Au moment d'effectuer l'enregistrement, la plaque ayant été découverte à l'intérieur de l'oscillographe, toute la manœuvre se réduit à l'ouverture de l'unique interrupteur (I).

Aussitôt, la tige (b) libérée ferme (1), ce qui provoque l'établissement des courants dans (B) et (B'); puis ferme (2), alors le tube s'illumine; puis ouvre (3), le courant dans (B') est supprimé; l'enregistrement se produit alors pendant la durée de l'étincelle du godet à mercure (j); puis la tige (b) ouvre (4), le tube s'éteint; enfin elle ouvre (5) et supprime le dernier courant passant dans (B).

Pour éviter toute fausse manœuvre, un timbre frappé à chaque tour du volant par un marteau, indique à l'opérateur le moment où, le tige (b) étant en bas de sa course, il doit ouvrir l'interrupteur (I).

L'interrupteur (3) peut être déplacé devant une graduation, afin qu'on puisse régler, une fois pour toutes, par l'observation visuelle de la tache cathodique, la place qu'il doit occuper pour que le balayage qu'il détermine se produise bien au moment du maximum de tension de l'alternance du signe convenable au fonctionnement du tube.

Il faut s'attendre à ce que, pour une fréquence donnée, le trait de l'enregistrement soit d'autant moins fin que la puissance fournie au tube est plus grande, tandis qu'il redeviendra fin quand, pour la même puissance, la fréquence augmentera, du moins jusqu'à une certaine limite.

La figure 38 où les grandes oscillations (Y) ont une fréquence de 10.000 environ (courant d'arc chantant), et les déviations (Z), volontairement petites, correspondent à une fréquence de 270.000 (courbe de tension), montre cet élargissement du trait, et en même temps un phénomène qu'on pouvait déjà observer dans les spécimens donnés précédemment: c'est l'existence de traînées en forme de queue de comète dont le soleil serait presque au centre de la plaque, position de la tache pour un champ nul. Ces traînées correspondent à

des déviations plus grandes que celle du faisceau principal, et, comme le rapport $\frac{e}{m}$ doit être supposé le même, on peut donc les attribuer aux électrons de ce faisceau qui, ayant traversé un ou plusieurs atomes du gaz résiduel du tube, ont été ralentis dans leur course. Il se peut d'ailleurs que cette manière de voir intervienne aussi en partie dans la cause de l'élargissement du trait principal ; cette action est plus marquée dans les conditions actuelles qu'à faible puissance, parce que le nombre absolu de ces électrons trainards a augmenté suffisamment pour impressionner la plaque.

On a vu précédemment que l'instérstructure pour haute fréquence comportait six plaques ; cela correspond à l'obtention possible d'un nombre d'épreuves bien plus grand. Grâce à l'emploi du rupteur synchrone qui évite tout voile pour la pellicule photographique, il est facile, lors d'une recherche, de faire successivement plusieurs enregistrements sur la même plaque.

A titre d'exemple, la figure 39 montre cinq tracés inscrits l'un après l'autre sur le même cliché. L'apparence en est au premier abord un peu compliquée, mais en s'aidant des différences d'amplitude et de forme des courbes, ainsi que de la largeur du trait fourni par la tache cathodique, on arrive facilement à suivre l'un quelconque des enregistrements sur toute la plaque, dont il n'est ici d'ailleurs reproduit qu'une partie.

Constitution des circuits d'enregistrement. — En haute fréquence, il est nécessaire d'observer certaines précautions, relativement à la manière dont doit être réalisé le circuit agissant sur le faisceau cathodique si l'on veut que le tracé enregistré représente bien le phénomène étudié.

Dans le cas où l'on veut obtenir la forme d'un courant, la technique la meilleure consiste à mettre le solénoïde de l'oscillographe en série dans le circuit considéré ; c'est le montage (I) de la figure 40. En outre, en haute fréquence, ce solénoïde (Z) doit être formé de deux bobines groupées en parallèle et enroulées en sens inverse l'une de l'autre, de manière que les champs magnétiques des deux moitiés de l'enroulement soient de même sens. On peut les constituer au besoin de plusieurs couches de fil séparées par des feuilles de carton mince, même pour des fréquences de plusieurs centaines de mille, car l'effet capacité est encore peu gênant dans ces conditions.

Avec le mode d'enroulement employé ici, l'action électrostatique exercée par la bobine sur le faisceau cathodique est rendue négligeable, et devient tout à fait nulle si l'on peut réunir le milieu du

solénoïde à la masse de l'appareil, car les potentiels des points de l'enroulement également distants du milieu sont alors égaux entre eux à tout instant. Quand les deux moitiés du solénoïde (Z) sont montées en série, l'existence de ce champ électrostatique nuisible se manifeste, lors des fréquences élevées, par la forme elliptique ou non rectiligne de l'oscillation individuelle due à ce circuit; sur les enregistrements faits dans ces conditions, les différentes périodes d'un phénomène (Z) sinusoïdal ne sont plus superposables par translation.

Enfin, il faut évidemment que le solénoïde (Z) soit la seule partie du circuit qui agisse sur le faisceau cathodique; ce n'est d'ailleurs

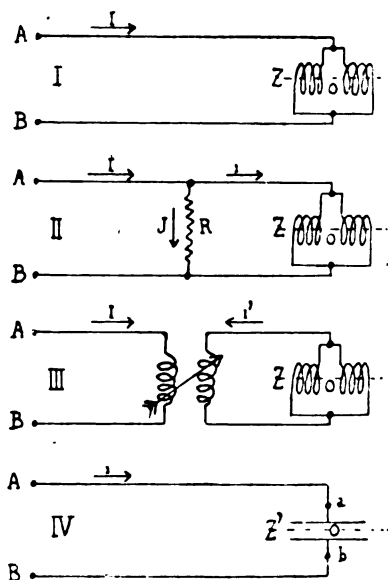


Fig. 40.

que dans des cas tout à fait spéciaux que l'usage d'écrans ou de circuits de compensation sera nécessaire; on en sera prévenu par l'orientation et la forme des oscillations de la tache cathodique sous l'action individuelle du courant I.

Il peut arriver que ce courant ait une intensité telle qu'on ne puisse employer le montage précédent, comme par exemple, dans le cas de l'étude du courant d'une antenne d'émission fonctionnant sous grande puissance. Les deux procédés qui se présentent alors immédiatement à l'esprit sont l'emploi d'une dérivation (II, fig. 40) ou d'une induction (III, fig. 40).

Dans le cas de la dérivation, le solénoïde (Z) est connecté aux

bornes d'une résistance (R) sans self introduite dans le circuit (A B). L'oscillographe enregistre la forme du courant dérivé (i), tandis qu'on désire obtenir celle du courant (I). Si l'on désigne par (r) et (L) la résistance et la self du solénoïde (Z), on a la relation :

$$RJ = ri + L \frac{di}{dt} = R(I - i) \quad \text{d'où} \quad RI = (R + r)i + L \frac{di}{dt}$$

Pour que le courant (i) soit proportionnel à (I), il faut se placer dans des conditions telles que le terme en $\frac{di}{dt}$ soit négligeable. Le coefficient de self (L) du solénoïde (Z) doit alors être petit par rapport à sa résistance, et d'autant plus que la fréquence considérée est plus grande, car la self (L) intervient par le produit ($L\omega$), où (ω) est la pulsation du phénomène oscillant. Déjà pour une fréquence de 20.000 et un solénoïde (Z) pour lequel $L = 5.000$ c. g. s., la résistance du solénoïde doit être d'au moins 60 ohms, si l'on veut que la courbe (i) obtenue représente à moins du $\frac{1}{100}$ en valeur relative la forme cherchée du courant (I).

Le montage par induction (III. fig. 40), est le plus commode en haute fréquence. Si (r) et (L) représentent respectivement la résistance et la self du circuit total (Z), (φ) le flux magnétique de couplage, et si l'on néglige la réaction du circuit (Z) sur le circuit principal (A B), on peut écrire :

$$\frac{d\varphi}{dt} = K \frac{dI}{dt} = - \left[ri' + L \frac{di'}{dt} \right]$$

K étant une constante dépendant des conditions de l'expérience. Si l'on constitue le circuit total (Z) de manière que sa résistance (r) soit négligeable par rapport au produit ($L\omega$), les dérivées $\left(\frac{dI}{dt}\right)$ et $\left(\frac{di'}{dt}\right)$ seront proportionnelles entre elles, et, dans le cas général, il en sera de même pour les intensités (I) et (i'). La courbe (i') enregistrée représentera la fonction cherchée (I) avec une approximation croissante avec la fréquence.

Comme ce dernier montage sera le plus employé, il était important de vérifier directement que l'expérience donne bien des résultats conformes aux considérations précédentes. C'est ce que montre la figure 41 dans laquelle on voit deux enregistrements successifs faits sur la même plaque, l'un du courant (I), en gros trait et d'une grande amplitude, l'autre du courant (i') à trait plus fin et à amplitude plus réduite. La source de courant (A B) était un arc à haute fréquence,

donnant environ 150.000 périodes par seconde, monté comme dans la figure 32, avec un seul circuit oscillant afin d'obtenir ici volontairement un courant non sinusoïdal. Dans les deux expériences, on a eu soin de veiller à ce que la constitution des deux circuits (I) et (*i'*) reste sans changement; on a fait agir, sur l'oscillographe, dans le premier cas, un solénoïde (Z_1) en série dans le circuit de l'arc et traversé par conséquent par le courant (I), tandis que dans le second enregistrement le solénoïde (Z_2) agissant alors sur l'oscillographe était parcouru par le courant (*i'*).

Malgré que la forme du courant fourni par une telle source, la seule que j'avais à ma disposition, varie légèrement à cause de l'état inconstant de l'arc, on voit cependant nettement sur la figure 41 que les deux courbes ont bien la même forme et qu'en particulier les accidents (A), correspondant à une fréquence de l'ordre de 1.200.000 et que présente la courbe (I), se retrouvent en (A') pour le courant (*i'*) avec une allure sinon absolument identique, du moins extrêmement analogue.

Le montage habituel employé pour obtenir une courbe de tension est représenté en (IV) figure 40; le condensateur (Z'), intérieur ou extérieur à l'oscillographe (*o*), est connecté aux deux points (A B) dont on veut mesurer la différence de potentiel. On sait qu'en haute fréquence, le circuit (A Z' B) de ce voltmètre enregistreur est parcouru par un courant oscillant (*i*). On a donc affaire à un circuit ordinaire régi par l'équation habituelle $V_A - V_B = ri + L \frac{di}{dt} + \frac{Q}{C}$. Tant qu'on sera loin de la résonance, les oscillations forcées de ce circuit fourniront bien la forme des variations de la tension (A B); il convient donc de donner à ce circuit une fréquence propre très différente de celle étudiée, et ici la plus grande possible. Mais s'il se produit des variations très brusques dans la différence de potentiel A B, comme celles qu'on constate aux bornes d'un arc (ou d'une étincelle) qui s'établit ou s'éteint, le circuit (A *ab* B) oscillera alors pour son propre compte et l'on retrouvera dans l'enregistrement son train d'ondes amorties, comme on en verra plus loin un exemple. On réduira son importance en diminuant comme ci-dessus sa période propre, en accroissant son amortissement par l'augmentation de sa résistance, autant que les conditions d'emploi le permettront, pour arriver, si possible, à l'amortissement critique.

Spécimens de hautes fréquences. — La figure 42, à lire de bas en haut, montre un enregistrement de courbe de tension aux bornes d'un arc, du type précédent. Les grandes oscillations horizontales dues au

courant accessoire (Y) ont une fréquence de 10.000 environ, tandis que celle de la tension (Z) étudiée atteint à peu près 240.000 par seconde ($\lambda = 1.250$ m.). A chaque période (Z) il apparaît un train d'oscillations amorties (A B C) de fréquence de l'ordre de 5.000.000 ($\lambda = 60$ m.) et qu'on peut attribuer au circuit, assez long ici, du voltmètre enregistreur.

Pour enregistrer avec des détails suffisants des fréquences beaucoup plus élevées, il faut accroître considérablement la rapidité des oscillations auxiliaires (Y), tout en leur conservant la plus grande amplitude possible. On est alors en présence d'une difficulté, car le circuit (Y) faisant partie d'un système oscillant, il faut que son enroulement ait peu de self pour atteindre une grande fréquence, tandis qu'il doit correspondre à un grand nombre d'ampères-tours pour fournir de grandes déviations. On est donc obligé d'atteindre une valeur élevée pour l'intensité de ce courant oscillant auxiliaire.

A défaut d'un poste à lampes suffisant, j'ai dû employer dans ce but, l'arc, de type d'ailleurs connu, représenté par la figure 43, mais dont la réalisation, très facile, peut intéresser ceux qui pourraient en avoir besoin.

L'arc, très court, jaillit en (H) entre une anode métallique, refroidie par le courant d'eau qui arrive en (e), et une cathode constituée par un charbon ayant seulement deux millimètres de diamètre, et portée par une monture métallique également refroidie. L'hydrogène humide, qui remplit l'ampoule où jaillit l'arc, provient directement du voltamètre à solution aqueuse de soude, à électrodes de nickel, connecté en série dans le circuit d'alimentation. La source (B) a une tension continue de l'ordre de 250 volts et débite ici 5 à 6 ampères. Les enroulements (h) et (h') sont les bobines de choc habituelles. Enfin, par mesure de prudence, un interrupteur (j) permet de court-circuiter l'arc, au début de l'expérience, avant l'allumage, jusqu'à ce que l'ampoule soit bien remplie d'hydrogène.

Le circuit oscillant primaire est couplé par induction avec une spire (b) du secondaire, accordé sur le circuit précédent, et contenant en série le solénoïde (Y) dont les deux moitiés, formées chacune de plusieurs couches de fil, doivent être ici groupées en parallèle. L'intensité du courant primaire étant de 5 ampères, celle du courant secondaire atteint 10 ampères, valeur encore un peu faible, mais que je n'ai pu dépasser.

C'est à ce courant oscillant que sont dues les grandes déviations (Y) de tous les spécimens de haute fréquence qu'on donnera ci-après; la connaissance de sa fréquence est donc nécessaire pour fixer, à

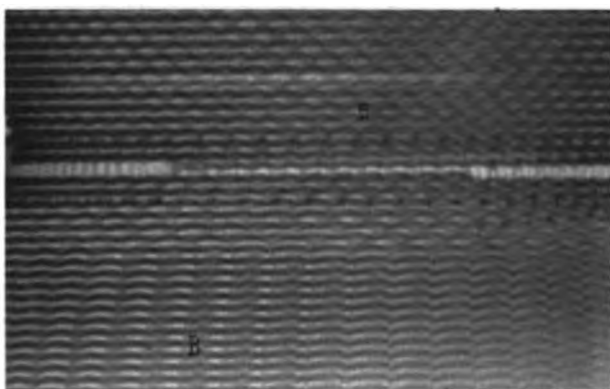


Fig. 33. — Ondes entretenues : Courbe de courant.
Fréquence = 15000

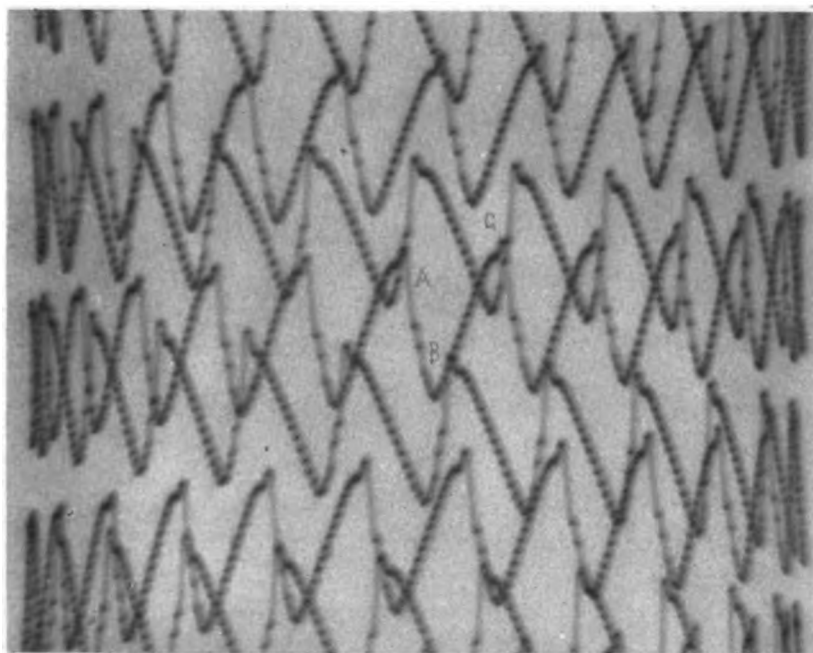


Fig. 42. — Ondes entretenues : Courbe de tension.
Fréquence = 240000 $\lambda = 1.250$ m

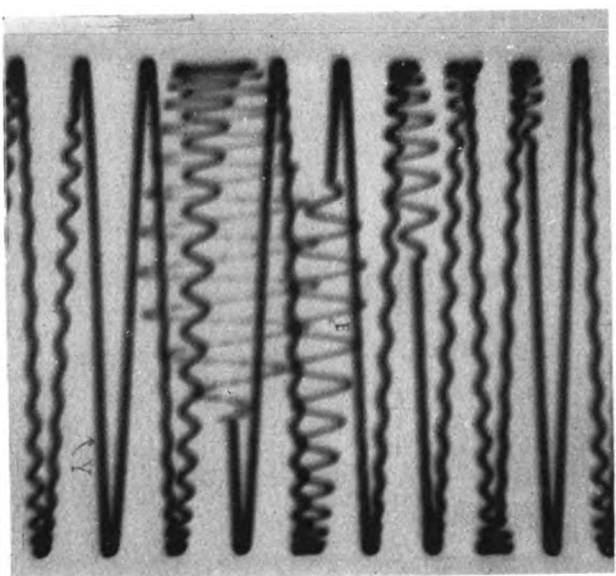


Fig. 46. — Oscillations amorties : Courbe de tension.
Fréquence = 10 000 000 $\lambda = 30$ m

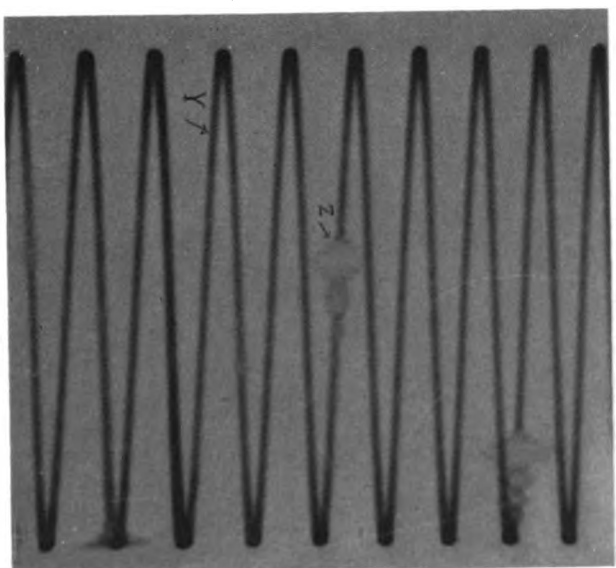


Fig. 47. — Oscillations amorties : Courbe de tension.
Fréquence = 55 000 000 $\lambda = 5$ m 5

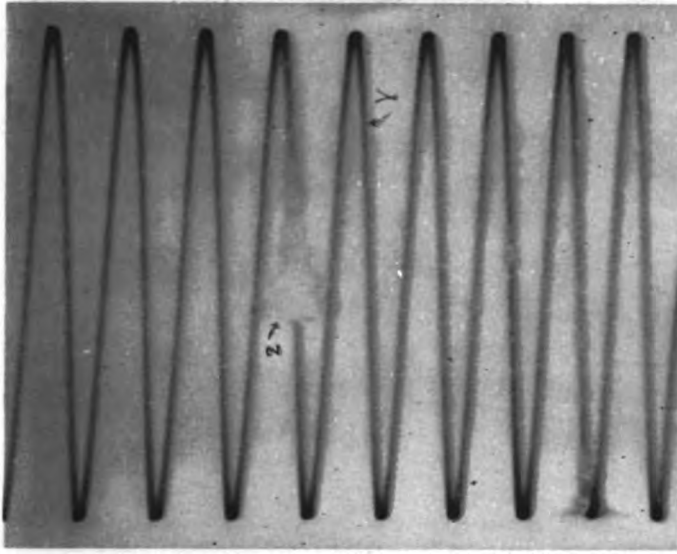


Fig. 48. — Oscillations amorties : Courbe de tension.
Fréquence : 70 000 000 $\lambda \approx 4 \text{ m } 3$

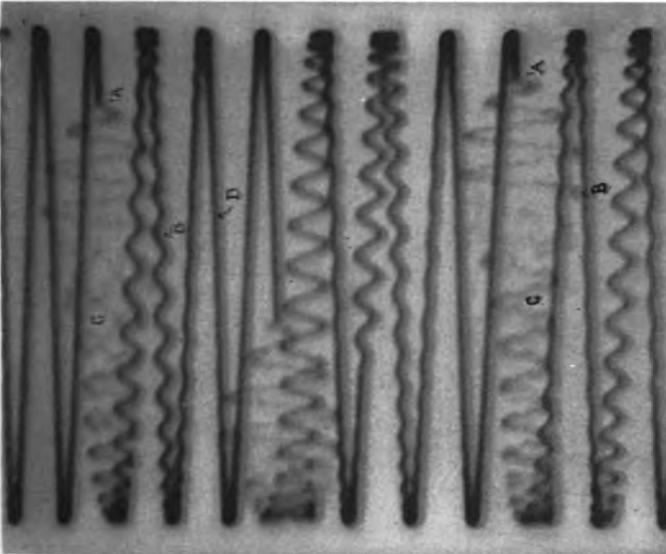


Fig. 50. — Oscillations amorties : Courbe de tension.
En C. fréquence : 60 000 000 $\lambda \approx 5 \text{ m}$

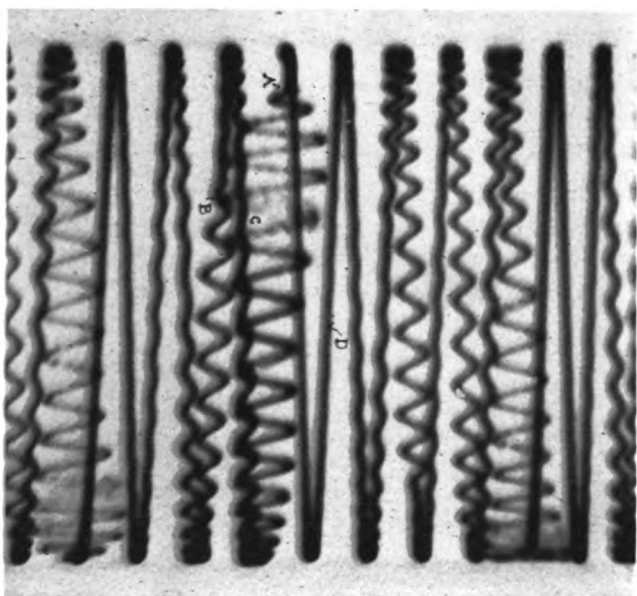


Fig. 51. — Oscillations amorties : Courbe de tension.
En C, fréquence $\approx 150\,000\,000$ $\lambda \approx 2$ m

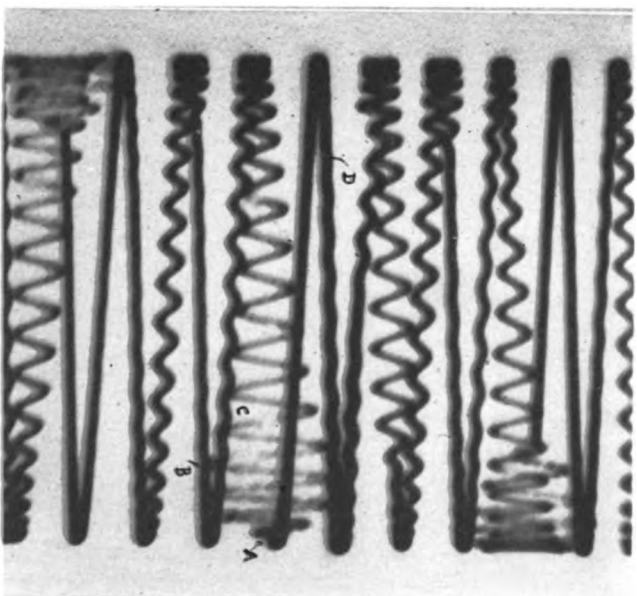


Fig. 52. — Oscillations amorties : Courbe de tension.
En C, fréquence $\approx 220\,000\,000$ $\lambda \approx 1$ m 4

simple vue, l'ordre de grandeur des courtes périodes enregistrées. M. le commandant Mesny a eu l'obligeance de bien vouloir contrôler, avec un ondemètre étalonné de la Radiotélégraphie militaire, la valeur que j'avais obtenue pour cette fréquence. Les conditions de sa mesure n'étaient pas tout à fait identiques à celles des enregistrements, pour

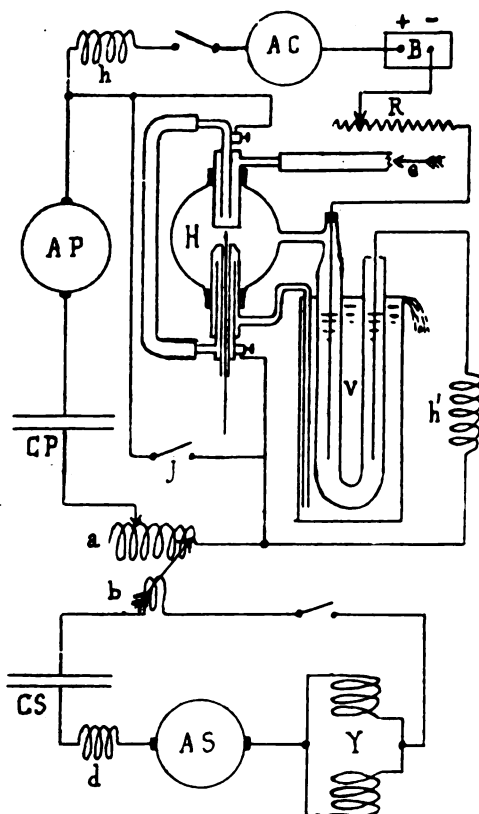


Fig. 43.

lesquels la self était très légèrement inférieure. Il a trouvé une longueur d'onde, d'ailleurs un peu variable, égale en moyenne à 1.160 mètres, correspondant à une fréquence de 260.000, au lieu de 280.000 que j'avais déduite de l'observation des clichés. On admettra ici comme fréquence des oscillations Y dans toutes les épreuves suivantes le nombre moyen 270.000 par seconde, sans aucune prétention à la précision, l'ordre de grandeur étant ici seul important.

La figure 44, à lire de haut en bas, donne la courbe de courant dans le primaire d'un arc à oscillations entretenues, du type précédent.

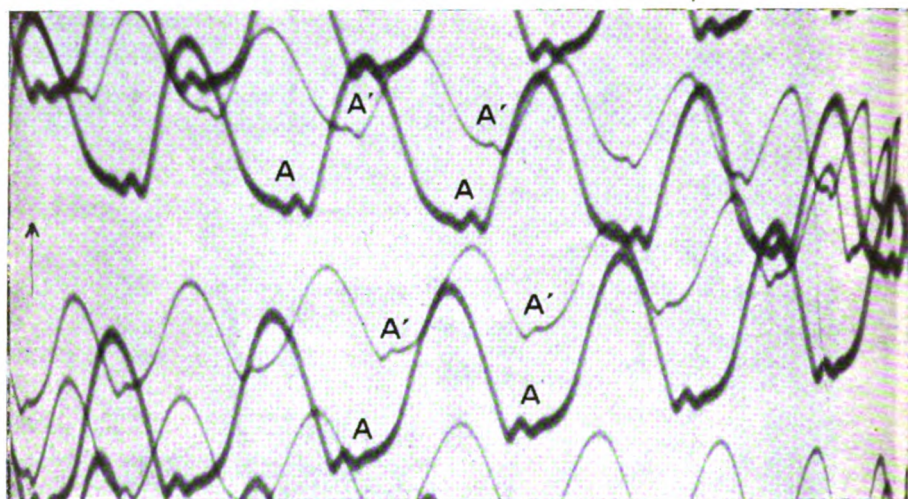


Fig. 41. — Ondes entretenues. Courant primaire et secondaire.
Fréquence 150 000. $\lambda = 2\,000\text{ m.}$

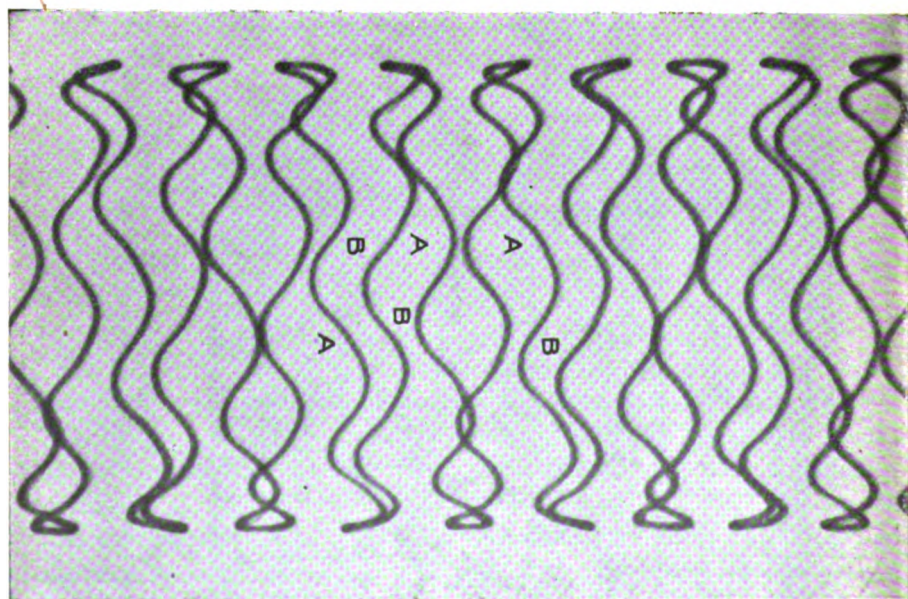


Fig. 44. — Oscillations entretenues. Courbes de courant.
Fréquence 2 160 000. $\lambda = 140\text{ m.}$

dont la fréquence est ici 2.160.000 par seconde ($\lambda = 140$ m.), les oscillations horizontales étant celles indiquées ci-dessus de fréquence 270.000. Le courant de l'arc n'est pas tout à fait sinusoïdal, comme on pouvait s'y attendre; on voit en effet que les portions (A) (B) d'une même période ne sont pas identiques, à cause de l'arc; pourtant l'allure de la courbe est régulière, la capacité étant ici très faible. C'est la fréquence la plus élevée que j'aie pu réaliser avec un tel arc.

Les fréquences supérieures, qu'on trouvera plus loin, ont dû toutes

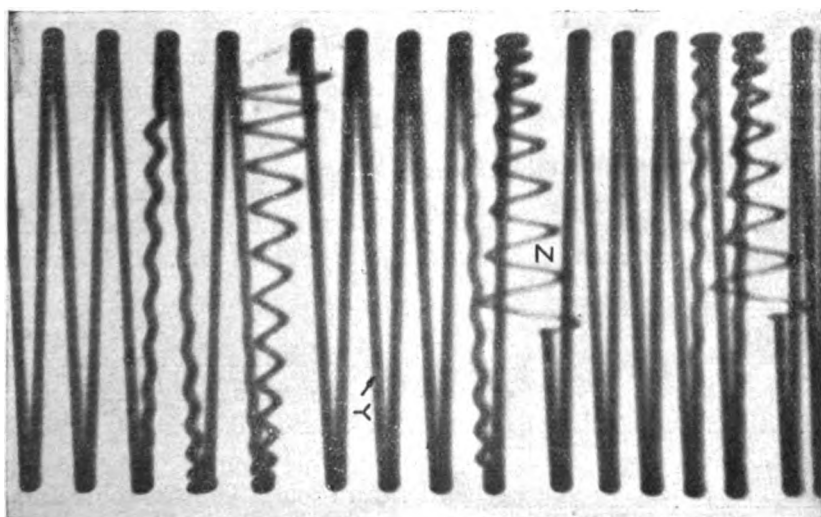


Fig. 45. — Oscillations amorties. Courbes de courant.
Fréquence = 8 500 000. $\lambda = 35$ m.

être obtenues par étincelle et correspondent, par conséquent, à des oscillations amorties.

La figure 45 donne la courbe de courant de décharge d'un circuit à condensateur, à étincelle soufflée, et dont la fréquence des oscillations amorties est ici de 8.500.000 ($\lambda = 35$ m environ). La première oscillation du train d'ondes, correspondant naturellement à l'amplitude maxima, est d'ailleurs perturbée par un harmonique très amorti dû à la constitution du circuit, et auquel il faut sans doute attribuer le léger étalement initial du tracé.

La figure 46 est relative à une courbe de tension. Les grandes oscillations horizontales Y ont toujours la fréquence 270.000. Les oscillations amorties verticales Z de la tension étudiée ont ici une fréquence de 10.000.000 par seconde ($\lambda = 30$ m). La forme du début du

train d'ondes caractérise l'excitation par résonance; elle est très différente de celle de la figure précédente. Ici, en effet, le circuit oscillant (Z), constitué par le condensateur du tube cathodique et une petite self, est couplé par induction avec un primaire analogue accordé, ce dernier possédant l'éclateur à étincelle.

Les premières oscillations du train d'ondes sont accompagnées d'un harmonique de fréquence de l'ordre de 120.000.000 par seconde ($\lambda = 2,5$ m), ainsi que le montrent les points d'arrêt de la tache cathodique.

Les figures 47 et 48 représentent aussi la courbe de tension aux bornes du condensateur d'un circuit oscillant constitué comme le précédent, mais de self plus faible. Ces enregistrements montrent, d'ailleurs, que les phénomènes réels paraissent plus compliqués en général que ceux auxquels on s'attend.

Dans la figure 47, la fréquence des oscillations (Z) est d'environ 55.000.000 par seconde ($\lambda = 5,50$ m); il apparaît des battements, dus au montage particulier employé ici, et qui se suivent à environ

$$\frac{1}{11.000.000} \text{ de seconde.}$$

Des battements analogues, un peu plus rapides, et de durée d'ailleurs pas tout à fait constante, sont visibles dans la figure 48, où les oscillations amorties (Z) ont une fréquence d'environ 70.000.000 ($\lambda = 4,3$ m).

Ces deux derniers spécimens montrent que si l'on veut obtenir des enregistrements suffisamment dissociés d'oscillations de fréquence plus élevée, l'étalement produit par le seul usage des oscillations auxiliaires précédentes (Y) de fréquence 270.000 n'est plus assez rapide.

J'ai alors utilisé le dispositif, déjà décrit dans la figure 36, où les deux oscillations (Y) et (Z) doivent être considérées comme déplacements auxiliaires, tandis que (Z') est relatif à la courbe cherchée.

Dans les trois derniers spécimens reproduits ici (fig. 50, 51 et 52) et qui donnent l'ultime limite d'emploi de ce procédé d'inscription, il faut s'attendre à de très petites amplitudes pour le phénomène étudié.

Les oscillations auxiliaires (Y) de fréquence 270.000 sont toujours produites par le courant du secondaire de l'arc de la figure 43; les oscillations (Z), auxiliaires aussi, de fréquence 10.000.000 sont, comme dans la figure 46, fournies par les variations de tension aux bornes d'un condensateur; il en est aussi de même pour l'obtention des oscillations principales (Z'), de direction parallèle à (Y). C'est le procédé-

qu'on a trouvé le plus commode pour assurer, dans un petit espace, l'indépendance relative des actions (Y), (Z) et (Z').

N'ayant à ma disposition que des oscillations amorties pour ces grandes fréquences relatives à (Z) et (Z'), j'ai dû m'arranger ici de manière que l'étincelle qui donne naissance au train d'ondes (Z) crée en même temps le train (Z'). En outre, par suite de la présence des harmoniques qui apparaissent au début des oscillations (Z), et qu'on a vus dans la figure 46, et afin d'éviter qu'ils ne viennent brouiller la forme de la courbe (Z'), il faut aussi faire en sorte que le phénomène

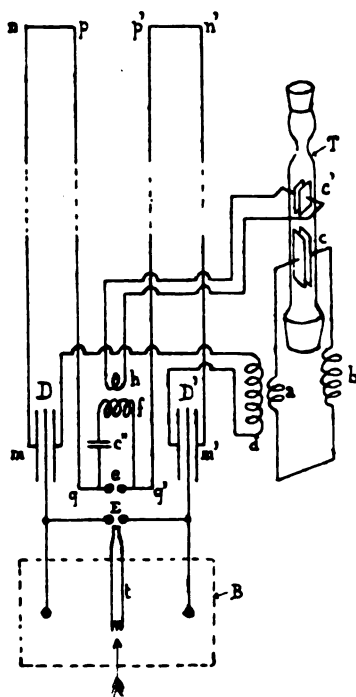


Fig. 49.

(Z'), tout en étant commandé par (Z), ne se produise pourtant qu'un certain temps après lui.

La figure 49 donne le dispositif employé. Le tube cathodique, dont la partie inférieure est seule dessinée, est garni de deux condensateurs intérieurs, disposés à angle droit (c) pour les déviations (Z), et (c') pour (Z').

Le circuit (c a b) est accordé sur le circuit (E D' d D E) contenant les condensateurs en cascade (D D'), un éclateur (E) à étincelle soufflée et la self (d) couplée avec (a). Au moment où une étincelle jaillit

en (E), les variations de tension en (c) donnent les oscillations accessoires de fréquence 10.000.000.

Le circuit oscillant principal ($c' h$) est accordé avec le circuit ($c'' ef$) auquel il est couplé par la boucle (h). Il fournira le phénomène (Z') étudié quand une étincelle, d'ailleurs également soufflée, jaillira au second éclateur (e).

Pour que l'étincelle en (e) se produise un temps déterminé après l'étincelle (E), on a installé, à la manière classique, un circuit fait de deux fils voisins et parallèles, partant des armatures supplémentaires des condensateurs (D D'), et suivant les chemins respectifs ($m n p q$) ($m' n' p' q'$) égaux chacun ici à 105 mètres de fil. A chaque étincelle (E), il part donc de (D D') une perturbation électrique qui se propage le long des deux fils avec à peu près la vitesse de la lumière et vient provoquer une étincelle en (e); celle-ci est donc en retard sur (E) d'environ 3,5 dix millièmes de seconde.

On doit donc s'attendre, dans ces conditions, à trouver, dans l'enregistrement, le début du phénomène (Z') séparé du début du phénomène (Z) par 3,5 périodes Z; ce sera en outre un procédé intéressant de contrôle des fréquences données ici.

Dans la figure 50, les oscillations (Z'), qu'on voit nettement dans les régions marquées de la lettre (C), correspondent à une fréquence de 60.000.000 par seconde ($\lambda = 5$ m). Elles ont une amplitude trop grande à leur début, de sorte que leur tracé disparaît. C'est là une circonstance heureuse à un autre point de vue, car cette disparition du trait détermine nettement l'instant du début du phénomène (Z'). Conformément à ce qui précède, l'enregistrement montre bien qu'il s'est écoulé environ 3,5 périodes des oscillations de fréquence 10.000.000 de (A) à (B) entre les débuts des deux étincelles (E) et (e).

La figure 51 indique, en outre, qu'on arrive bientôt à la limite où le trait de l'enregistrement finira par ne plus être perceptible, surtout par suite du manque de définition et malgré que la puissance dépensée dans le tube soit devenue considérable ainsi que le montre l'apparence heurtée du cliché. La fréquence de l'oscillation qu'on devine en (C), après le point (B), est ici de 150.000.000 par seconde ($\lambda = 2$ m).

Enfin, pour le dernier cliché (fig. 52) le circuit oscillant (Z') est constitué par le petit condensateur (c) de la figure 49 dont les deux électrodes étaient réunies entre elles, à leur sortie du verre du tube, par le fil le plus court possible. A cause de la distance séparant ce circuit du reste de l'appareillage, on a dû employer une excitation unipolaire.

On reconnaît, sur l'épreuve, une onde très amortie due à la pre-

mière étincelle de l'éclateur (c), qui suit immédiatement le point marqué (B) dans l'enregistrement; une seconde étincelle partielle a donné ici une autre oscillation qu'on voit plus nettement en (C) sur le cliché et qui correspond à une fréquence d'environ 220.000.000 par seconde ($\lambda = 1,35$ m à 1,40 m).

C'est la fréquence maxima atteinte jusqu'ici dans de tels enregistrements, où la figuration du phénomène en fonction du temps est obtenue sous la forme de courbe analytique rapportée aux axes rectangulaires habituels.

Il semble bien qu'on ne puisse espérer reculer encore la limite d'emploi de cet oscillographe du côté des plus hautes fréquences, non pas peut-être à cause du manque de sensibilité de la plaque (celles utilisées ici sont du type ordinaire du commerce à émulsion radiographique), mais plutôt à cause du fait que le faisceau inscripteur semble s'évanouir aussitôt que la vitesse d'étalement devenant très grande, le tube doit fonctionner sous trop grande puissance. Dans ces derniers spécimens, il y a, en effet, une disproportion inattendue entre la faiblesse du tracé des oscillations de grande fréquence et l'intensité du trait encore notable relative aux oscillations à 10.000.000 de périodes. On peut expliquer ce phénomène de la manière suivante: le tube fonctionnant sous grande puissance, le nombre d'électrons émis par seconde est considérable, et comme ils ont tous la même vitesse, ils sont dans leur parcours d'autant plus rapprochés les uns des autres, que l'intensité du courant dans le tube est plus élevée; la répulsion électrostatique mutuelle des électrons du faisceau doit commencer à intervenir dans ces conditions pour rendre plus diffuse la tache cathodique et empêcher ainsi l'obtention d'un tracé aux fréquences trop élevées.

Dans cette manière de voir, on pourrait à la rigueur obliger le faisceau cathodique à se resserrer et à redonner un tracé plus visible en soumettant le faisceau à un champ magnétique de forme convenable; mais les besoins de la pratique n'ont pas paru nécessiter actuellement l'essai d'une telle disposition, d'ailleurs assez compliquée et on ne l'a pas soumise à l'expérience.

La vitesse relative de déplacement de la tache cathodique par rapport à la plaque, devient, comme on peut s'y attendre, considérable dans les régions (C) des deux derniers enregistrements obtenus ici; en certains endroits elle y atteint la valeur de 800 à 900 kilomètres à la seconde.

V. — Résumé.

L'oscillographe cathodique permet donc d'étudier tous les phénomènes de l'état variable du champ électrique et du champ magnétique, soit par la vision directe du déplacement de la tache cathodique sur l'écran fluorescent, soit par son enregistrement sur une pellicule photographique, dans tout le domaine des fréquences utilisées en pratique, en particulier en télégraphie sans fil, allant de la valeur 0 jusqu'à celle de plusieurs centaines de millions par seconde. L'inertie négligeable des électrons enregistreurs assure à ses indications une exactitude et une fidélité qu'on ne peut rencontrer dans les oscillographes à partie matérielle mobile.

En faisant agir simultanément sur le faisceau cathodique, à l'aide des solénoïdes ou des condensateurs convenables, deux champs électriques ou magnétiques à angle droit l'un de l'autre, il est facile de s'en servir comme phasemètre indiquant, par la forme la courbe constante obtenue sur la plaque immobile, la valeur de la différence de phase entre deux courants, deux tensions ou un courant et une tension, quelle que soit leur fréquence. Dans le cas des basses fréquences, l'emploi d'un tube oscillographique double permet d'inscrire les tracés simultanés de deux des grandeurs précédentes, comme avec les autres oscillographes ordinaires.

Pour s'en servir comme hystérésigraphe, il suffit de garnir l'un des deux solénoïdes, agissant à angle droit sur le faisceau, d'un noyau de fils de fer, ces deux solénoïdes étant cette fois parcourus par le même courant oscillant.

Il permet aussi l'obtention des tracés de caractéristiques quelle que soit la fréquence.

Dans les trois derniers cas précédents, une simple machine électrostatique est indiquée pour l'alimentation du tube.

La sensibilité de l'appareil dépend des conditions d'emploi.

Pour les courbes de tension, il faut disposer au moins de quelques dizaines de volts en général, une tension de 10 volts correspondant ici à un déplacement de la tache de 1 millimètre.

Pour les courbes de courant, la sensibilité exprimée sous forme du rapport de la déviation à l'intensité du courant n'a pas grande signification, car ce rapport dépend du nombre de tours de fil dans le solénoïde créant le champ magnétique. Il vaut mieux l'exprimer en fonction du nombre d'ampères-tours de la bobine agissante. Avec une

bobine allongée suivant l'axe du tube et ayant une longueur de 7 à 8 centimètres, ses spires étant ramassées autour de ce dernier, il faut compter environ 1 ampère-tour par millimètre de déviation de la tache cathodique.

Il est à remarquer que l'étude des basses fréquences est très commode à réaliser sous forme de courbes de courant, car on peut constituer la bobine agissante avec un grand nombre de tours de fil, tandis que celle des hautes fréquences est, au contraire, particulièrement facile sous la forme de courbes de tension, car on atteint, dans ce cas, sans difficulté, la tension nécessaire, même pour obtenir de grandes déviations de la tache cathodique.

Garni de son cylindre enregistreur et de son dispositif de basse fréquence, cet oscillographe permet d'obtenir le tracé des courbes de courant et de tension, jusqu'à ses fréquences déjà un peu élevées. Ainsi dans l'étude des oscillations entretenues, d'existence permanente, en opérant convenablement, on peut aller jusqu'aux fréquences de l'ordre de 50.000 ($\lambda = 6.000$ m.), sans que les tracés deviennent encore trop enchevêtrés; cette disposition peut donc servir à l'étude des grands postes, dont les longueurs d'onde sont bien supérieures à celle-là. En revanche, pour les ondes amorties, le dispositif dit de basse fréquence permet d'enregistrer des oscillations bien plus rapides, de fréquence atteignant le million par seconde ($\lambda = 300$ m.)

Muni de son dispositif de haute fréquence, il permet d'enregistrer, avec une très grande facilité de manœuvre, la forme des courbes de courant ou tension depuis la fréquence de l'ordre de 10.000 par seconde, jusqu'aux fréquences élevées de télégraphie sans fil, la limite atteinte pour les oscillations amorties s'élevant ici, comme on l'a vu, à la fréquence de 220.000.000 par seconde ($\lambda = 1$ m. 40). Il est pratiquement intéressant de se rendre compte jusqu'à quel point cet appareil donnera des enregistrements satisfaisants d'oscillations entretenues. La figure 46 renseigne à ce sujet, bien que les trains d'ondes qui s'y trouvent soient amortis. On voit que le cliché serait encore parfaitement lisible et donnerait des renseignements suffisants, si l'on avait affaire à des oscillations entretenues de fréquence 10.000.000 et d'amplitude constante, égale à celle marquée (E), mais qu'on devrait supposer existantes tout le long des oscillations (Y); la longueur occupée par une période (E) est ici de 5 à 6 millimètres, suffisante en pratique. En outre, si pour créer les oscillations (Y) de fréquence 270.000, on avait pu disposer d'une source fournissant un courant d'intensité égale à une vingtaine d'ampères, au lieu des dix ampères auxquels on a dû se limiter, ces oscillations auraient eu une amplitude double, atteignant

toute la largeur de la plaque, et, dans ce cas, des oscillations (Z) de fréquence 20.000.000 auraient présenté l'apparence actuelle des périodes E.

On peut donc être certain d'obtenir confortablement, avec cet oscillographe cathodique, l'enregistrement des courbes de tension et de courant atteignant, pour le moins, en oscillations entretenues, la fréquence de 20.000.000 par seconde ($\lambda = 15$ m.). Ce résultat est bien suffisant pour la pratique, les longueurs d'ondes courantes n'étant pas, en général, aussi petites; il va sans dire que les accidents de plus courte durée apparaîtront aussi sur le tracé, s'ils ne sont pas de trop grande amplitude.

L'usage d'un tel appareil, dont la manœuvre est d'ailleurs, comme c'est le cas par exemple pour les appareils de télégraphie sans fil, beaucoup plus facile qu'on ne peut le prévoir sur le vu des diagrammes et des photographies, pourvu qu'on en ait un peu l'habitude, est donc tout indiqué dans les études des variations des champs électrique et magnétique en général, dans les recherches sur les oscillations électromagnétiques, dans de nombreux problèmes se rattachant à la pratique de la télégraphie sans fil; prolongeant ainsi très loin la voie frayée par les oscillographes classiques antérieurs, l'intérêt de son emploi réside en ce qu'il donne une représentation exacte du phénomène réel, tel qu'il est, parfois bien différent, comme on a pu le voir précédemment, de celui que l'on s'attendait à trouver, surtout dans les hautes fréquences.

A. DUFOUR,

Chargé de cours à la Sorbonne.



REMARQUES DIVERSES SUR LES AMPLIFICATEURS HAUTE FRÉQUENCE A RÉACTION

I. — Un cas d'accrochage brusque irréversible.

Un amplificateur à haute fréquence à lampes audion (à résistances ou transformateurs) est monté suivant le schéma de réaction bien connu de la figure 1.

Le circuit secondaire d'accord est branché entre le pôle négatif du filament et la grille de la première lampe. Dans le circuit de plaque

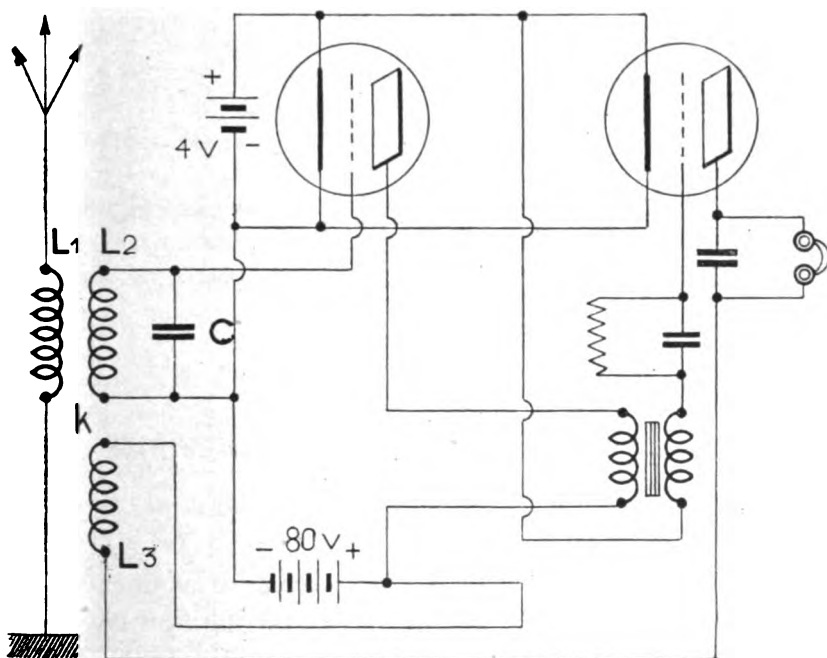


Fig. 1.

d'une des lampes suivantes est intercalée une bobine L_1 dite « de réaction » couplée inductivement avec un sens d'enroulement convenable à la bobine secondaire L_2 du circuit d'accord. Soit K le coefficient d'accouplement entre L_1 et L_2 .

Si l'on fait croître doucement K , on constate d'abord une augmentation de l'amplification, puis l'accrochage se produit pour une

certaine valeur K_0 et le circuit L, C devient le siège d'oscillations entretenues dont l'intensité, maxima à ce moment, va d'ailleurs en diminuant quand on augmente encore K .

En général, avec un bon chauffage des filaments, le phénomène est progressif et réversible. Il n'en est plus de même lorsque, par suite de décharge de la batterie de chauffage, la température des filaments tombe au-dessous d'une certaine limite.

En augmentant K , on constate d'abord comme plus haut un accroissement de l'amplification, puis, brusquement se manifeste, par un claquement caractéristique dans le téléphone, l'accrochage d'oscillations entretenues pour une valeur K_1 du couplage. Si, à ce moment, on

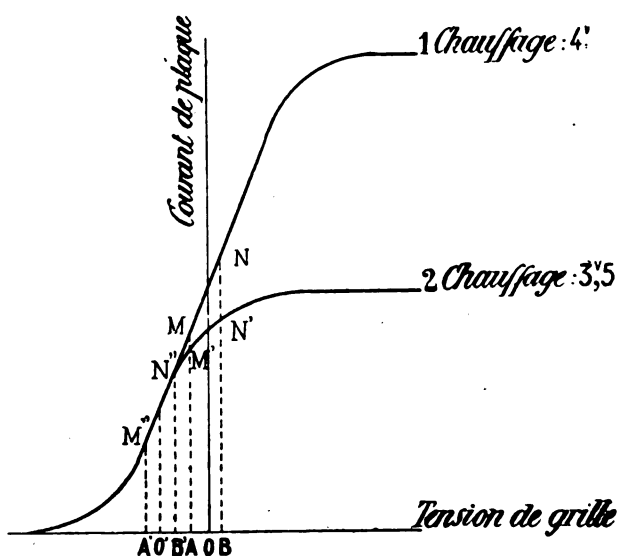


Fig. 2.

fait décroître K au-dessous de K_1 , l'accrochage se maintient et cesse brusquement pour une valeur K_2 du couplage qui peut parfois être notablement inférieure à K_1 . Nous trouverons l'explication théorique de cette anomalie, d'une part dans la saturation qui résulte d'un chauffage insuffisant et, d'autre part, dans le fait que l'amorçage d'oscillations entraîne une diminution de la tension moyenne de grille.

Traçons, en effet, les caractéristiques : « courant plaque tension grille » pour les tensions de chauffage de 4 volts et de 3,5 par exemple.

Prenons d'abord le chauffage de 4 volts (courbe 1).

Soit AB la variation de la tension de grille alternative à amplifier autour du point de fonctionnement moyen O . Le courant de plaque oscille entre AM et BN ; son amplitude maxima est $BN-AM$.

Si le chauffage tombe à $3^{\circ},5$, la nouvelle caractéristique sera la courbe 2 et le courant de plaque variera entre AM' et BN' . Il y aura saturation et par suite $BN'-AN'$ sera plus petit que $BN-AN$. L'amplification sera diminuée et il faudra, pour obtenir l'accrochage par réaction, un couplage K_1 plus élevé que dans le premier cas $K_1 > K_0$. Mais lorsque l'accrochage se produit, la tension moyenne de grille diminue et vient en O' . La tension de grille oscille alors entre A' et B' et le courant de plaque entre $A'M''$ et $B'N''$. On s'éloigne de la zone de saturation et l'on a : $B'N''-A'M'' > BN'-AM'$. L'amplification étant augmentée, le décrochage n'aura plus lieu que pour une valeur de couplage $K_2 < K_1$ inférieure à celle pour laquelle l'accrochage s'est produit.

II. — De la réaction dans les amplificateurs à plusieurs lampes.

a) Réaction maxima possible entre la sortie et l'entrée d'une lampe.

Considérons une lampe (fig. 3) avec son organe de liaison à la lampe suivante. (Transformateur ou combinaison « capacités-résistances ».) La tension U est appliquée entre la grille et le pôle négatif du fila-

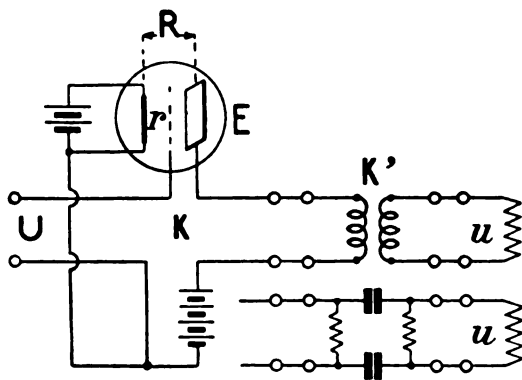


Fig. 3.

ment. Le circuit grille est assimilable à une simple résistance ohmique r (ou une impédance pour les faibles longueurs d'onde par suite des capacités parasites). Le circuit plaque peut être considéré comme un générateur de résistance intérieure R et de force électro-motrice $E = K U$; K est le coefficient d'amplification interne de la lampe.

Comme, par suite des capacités parasites, il peut exister un décalage entre E et U , on considérera, pour plus de généralité, K comme une quantité complexe de la forme $Ae^{j\varphi}$.

Le circuit plaque est relié à un récepteur — qui peut être la grille d'une deuxième lampe — par l'intermédiaire d'un organe de liaison. La tension aux bornes du récepteur est u . Nous désignerons par K' le rapport $\frac{u}{E}$. C'est, en général, une quantité complexe.

L'amplification effective en tension de la lampe branchée sur un récepteur déterminé par l'intermédiaire d'un organe de liaison également donné est égale au produit KK' .

Soit maintenant α la fraction (complexe comme K et K') de la force électro-motrice E de plaque que nous renvoyons par réaction dans le circuit grille de la lampe.

On aura :

$$E = K (U + \alpha E) \text{ d'où : } E = \frac{K}{1-\alpha K} U \quad (1).$$

L'amplification sera augmentée considérablement si le module de αK se rapproche de l'unité tout en lui restant inférieur et si son argument tend vers zéro.

Pratiquement, pour un type de lampe donné, avec un courant de chauffage et une tension continue de plaque également donnés, le facteur $\frac{1}{1-\alpha K}$ se trouve limité à une valeur maxima A pour des raisons de stabilité. Cette valeur est d'autant plus grande que la puissance d'émission de la lampe est plus élevée, ou, pour une lampe donnée, que son courant de chauffage est plus intense.

b) Cas d'un amplificateur à plusieurs lampes.

Nous considérerons maintenant le cas d'un relais à n lampes où la réaction se fait entre l'entrée et la sortie du relais complet.

Le coefficient d'amplification du relais a pour valeur $K^n K'^n$ en supposant, pour simplifier les calculs, toutes les lampes identiques ainsi que leurs organes de liaison. Une fraction ξ de la tension à la sortie étant ramenée vers l'entrée, l'amplification devient :

$$\frac{u}{K} = \frac{K^n K'^n}{1 - \xi K^n K'^n} \quad (2)$$

Le système ainsi constitué peut être considéré comme une chaîne de lampes fermée par l'organe de réaction.

Considérons une lampe quelconque de rang p et soit U_p sa tension grille et E_p sa force électromotrice de plaque. Soit α_p son coefficient

propre de réaction, c'est-à-dire la fraction E_p qui est ramenée à la grille de la lampe.

On voit aisément en suivant la chaîne, que E_p est multipliée successivement par $K^{n-p} K'^{n-p+1}$ jusqu'à la sortie du relais, puis par β et enfin par $K^{p-1} K'^{p-1}$ pour les $p-1$ premières lampes avant le retour à la lampe p . On a donc au total :

$$\alpha_p = \beta K^{n-1} K'^n \quad (3).$$

Cette quantité est indépendante du rang p de la lampe; toutes les lampes sont donc soumises à la même réaction interne et l'on a :

$$\frac{E_p}{U_p} = \frac{K}{1 - \alpha_p K} = \frac{K}{1 - \beta K^n K'^n} \quad (4)$$

en vertu de (3).

La valeur maxima possible pour ce rapport est $K A$ ainsi que nous l'avons vu plus haut.

Par suite, de la formule (2) on tire :

$$\left(\frac{u}{U} \right)_{\max} = A K^n K'^n \quad (5)$$

Mais alors on voit que l'on arrive exactement au même résultat en employant $n-1$ lampes sans réaction et une seule lampe munie de réaction entre son entrée et sa sortie.

Dans ce cas l'on a :

$$\left(\frac{u}{U} \right)_{\max} = \frac{K^n K'^n}{(1 - \alpha_p K)_{\max}} = A K^n K'^n \quad (6)$$

Seule la valeur du coefficient de réaction diffère. Elle est plus élevée dans le second cas que dans le premier puisque la formule (3) nous donne : $\alpha_p = \beta K^{n-1} K'^n$ et que le produit $K^{n-1} K'^n$ est en général beaucoup plus élevé que l'unité.

Il est bon de remarquer toutefois qu'en pratique, il est plus commode d'avoir à employer comme organe de réaction, soit de faibles bobines de self-induction, soit de faibles capacités. Cette considération, si l'on n'envisage qu'une seule réaction conduira, dans la plupart des cas, à englober toutes les lampes haute fréquence dans le cycle de réaction, comme on le fait d'ordinaire. Notons en terminant la possibilité d'un nouveau gain dans l'amplification par l'emploi de plusieurs réactions distinctes. Dans un relais à 3 lampes haute fréquence, par exemple, on pourrait, théoriquement du moins, utiliser deux réactions distinctes, l'une sur la première lampe seule, l'autre sur la troisième seule. Dans ce cas, l'amplification maxima serait $A^2 K^2 K'^2$ au lieu de $A K^2 K'^2$. Inutile d'ajouter qu'on est vite limité dans cette voie par des réactions parasites entraînant des amorçages intempestifs.

III. — D'un amplificateur à réaction autodyne possédant tous les avantages de l'hétérodyne séparé.

Les deux modes de réaction usuellement employés sont les suivants :

a) Par induction mutuelle (voir figure 1). Ce procédé, associé parfois au nom d'Armstrong, est sans contestation le plus pratique pour la réception des ondes amorties par renforcement au voisinage et au-dessous de la limite d'amorçage. Il permet également la réception des ondes entretenues par battements (autodyne) en provoquant

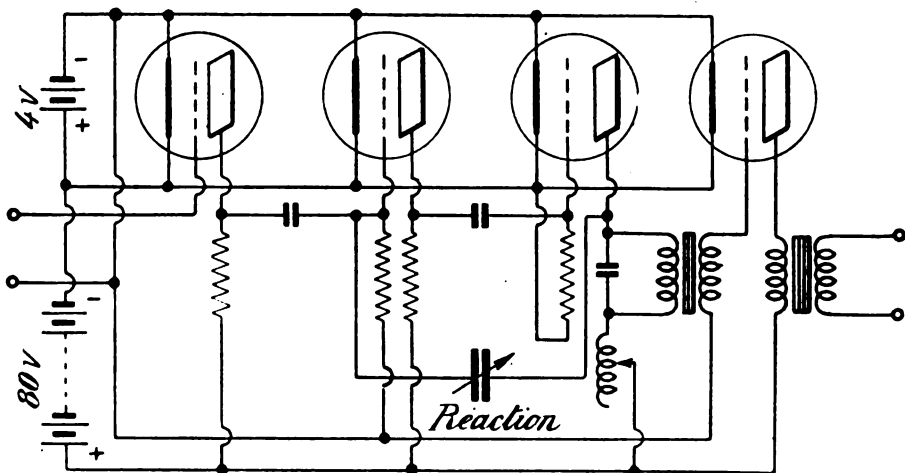


Fig. 7.

l'accrochage par augmentation de la réaction. On voit de suite son infériorité dans ce cas. Comme les ondes entretenues s'accrochent sur une longueur d'onde sensiblement égale à celle du circuit oscillant secondaire $L_2 C$, on n'obtient en général de variation de la note de modulation que par un désaccord de ce circuit.

Le réglage de la syntonie et celui de la hauteur du son sont donc confondus. De plus, aux grandes longueurs d'onde, le désaccord peut devenir très important et diminuer par suite d'une façon prohibitive l'intensité de la réception ;

b) Par capacité. Ce procédé, introduit par M. Brillouin dans les amplificateurs à résistance, tout en se prêtant presque aussi bien que le précédent au renforcement des ondes amorties, lui est nettement supérieur pour la réception des ondes entretenues. L'amorçage se fait sur une longueur d'onde un peu différente de celle du circuit oscil-

lant et, l'accord étant obtenu, on peut séparément régler la note de modulation par variation de la capacité de réaction. Toutefois, cette note reste encore sous la dépendance du désaccord du circuit oscillant L, C .

Il est facile de réaliser l'indépendance absolue des deux réglages en question. Il suffit d'exclure complètement la première lampe du cycle de réaction.

Le schéma de la figure 5 indique à titre d'exemple l'une des nombreuses dispositions que l'on peut employer dans ce but. Elles reviennent toutes à monter une ou plusieurs lampes du relais en hétérodyne, à l'exclusion bien entendu de la première.

Nous avons pu vérifier expérimentalement les propriétés de ce montage. L'hétérodyne établie à la hâte ne convenait que pour une gamme limitée de longueurs d'onde (de 2 000 à 5 000 mètres environ). Mais, dans cet intervalle, outre l'indépendance complète des deux réglages, nous avons pu constater que l'intensité des signaux était aussi forte qu'avec le montage décrit au paragraphe *a*) et réalisé précédemment sur le même appareil. Comme ce dernier montage englobait dans le cycle de réaction 3 lampes haute fréquence, tandis que le nouveau n'en possédait que deux, il nous semble qu'il y a là une confirmation des idées énoncées au chapitre 2 à savoir que, dans un amplificateur à plusieurs lampes haute fréquence, on ne diminue pas le rendement maximum de l'appareil en effectuant la réaction sur une partie seulement de l'ensemble des lampes haute fréquence.

Il s'agissait, il est vrai, de la réception d'ondes entretenues, alors que le chapitre 2 ne traite que celle des ondes amorties ou modulées. Mais on voit aisément que tous les raisonnements relatifs à la limite A d'augmentation de l'amplification par réaction, s'appliquent aussi bien, qu'il s'agisse de la réception des ondes amorties au voisinage et au-dessous de l'amorçage ou bien de la réception des ondes entretenues au voisinage et au-dessus de l'amorçage. Le facteur A est proportionnel à l'intensité maxima des ondes entretenues amorcées dans l'appareil, laquelle ne dépend que de la puissance maxima d'émission d'une lampe dans ses conditions d'emploi.

Signalons pour terminer que M. Brillouin (Les amplificateurs à résistance : *l'Onde Électrique*, janvier et février 1922, nos 1 et 2) avait déjà réalisé des montages de réaction semblables à celui de la figure 5.

L. DUBAR.

UNE VISITE A QUELQUES POSTES D'AMATEURS anglais, écossais, hollandais, belges et à PCGG

(Fin)

Mardi 22 août. 7 h 40. J'arrive à Aberdeen avec un léger retard, et j'ai juste le temps de déposer ma valise et de sauter dans le train qui va me mener à Huntly. 9 h 15. Me voici sur le quai d'une petite gare d'Ecosse. Il fait froid et une pluie fine tombe. Je sors de la gare et j'aperçois une unique automobile ; c'est sans doute celle de Mr. Spence. En effet, Mr. Spence arrive et me reconnaît, dit-il, très bien d'après une photo vue dans le *Wireless World*. Après quelques instants d'arrêt à la fabrique de tissus que dirigent Mr Spence et son frère,

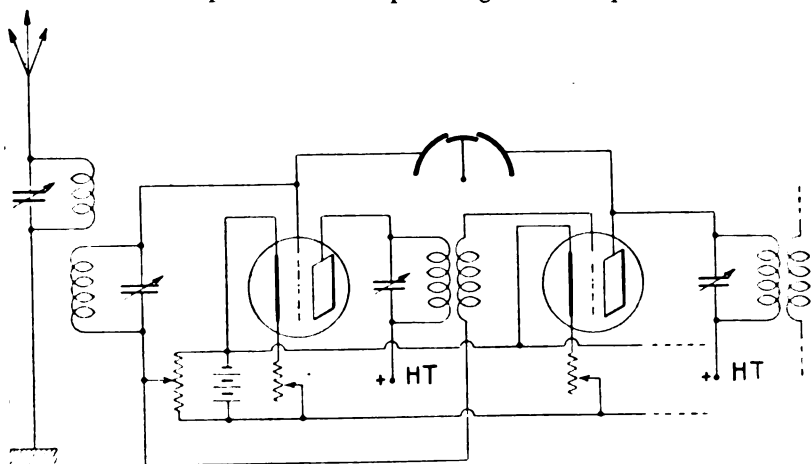


Fig. 1.

nous arrivons à leur superbe villa. La pluie a cessé et les roses magnifiques qui abondent dans le jardin sont du plus bel effet.

Je touche enfin au but de mon voyage. 2JZ est le poste le plus éloigné qui ait signalé la réception de mes signaux ⁽¹⁾ et cette réception Mr. Spence vient de me confirmer qu'elle était quotidiennement forte au point d'être entendue en haut-parleur dans tout l'étage. 2JZ a aussi reçu les appels d'un amateur américain pendant les essais de décembre dernier. Je vais donc voir un poste de réception exceptionnellement sensible pour les petites ondes. D'autre part, 2JZ a été entendu mal-

⁽¹⁾ M. Deloy a réalisé bien mieux depuis, puisqu'il s'est fait entendre en Amérique une heure durant. Nous donnerons d'ailleurs prochainement, les résultats complets des essais transatlantiques 1922. (N. de la R.)

gré la très faible énergie dont il disposait alors, par M. Motte, à Amiens, ce qui est un résultat remarquable. L'antenne est comme toujours fort petite, mais très soignée. La prise de terre d'abord constituée par un ruban métallique enterré sous une plate-bande fréquemment arrosée, a été grandement améliorée par l'adjonction de treillage métallique enterré sous de l'herbe humide. L'addition d'un contre-poids important en fil d'aluminium n'a pas donné d'amélioration appréciable. Le poste de transmission comprend une lampe de cent watts dont le filament est alimenté par des accumulateurs et la plaque par une petite dynamo haute tension. Un cadre avec détecteur à galène situé dans la pièce voisine permet de se rendre compte si la modulation est bonne.

Le récepteur est ce qui m'a le plus intéressé dans ce poste. L'accord est obtenu au moyen de bobines honeycombs. L'amplificateur, entièrement construit par Mrs Spence, comprend trois étages d'amplification haute fréquence avec réaction électro-statique, une lampe détectrice et deux étages d'amplification basse fréquence. La liaison entre les lampes d'amplification haute fréquence est obtenue par des transformateurs dont le primaire est accordé ainsi que l'indique le schéma fig. 1, où, pour simplifier, les deux premières lampes de l'appareil ont seules été indiquées. La batterie haute tension a été également supprimée. On remarquera qu'un potentiomètre règle avec une grande précision la tension de grille des lampes d'amplification haute fréquence et que les filaments, qui doivent fonctionner sous quatre volts, sont alimentés par une batterie de six volts dont un rhéostat règle le débit. Les transformateurs sont constitués par une pièce circulaire en ébonite ayant à peu près les dimensions d'une pièce de dix centimes, mais d'une épaisseur environ trois fois plus grande. Une gorge est pratiquée autour de ce disque, et c'est dans cette gorge que sont faits les enroulements primaires et secondaires. Ces deux enroulements sont faits simultanément en bobinant ensemble deux fils isolés. Les extrémités des deux enroulements sont soudées à des broches de lampe, de sorte que tout le transformateur se monte instantanément dans un suport de lampe disposé pour le recevoir. Ces transformateurs ne couvrent qu'une gamme de longueurs d'onde, il est donc nécessaire de pouvoir les changer rapidement. La détection et l'amplification basse fréquence ne présentent pas de particularités spéciales. Ce récepteur est extrêmement sensible, mais son réglage est très délicat; il y a cinq circuits oscillants à accorder, et sur petites ondes il suffit d'un désaccord de quelques mètres sur l'un quelconque des circuits pour que la réception soit impossible; de plus, il faut sur-

veiller minutieusement les réglages des filaments, des grilles et de la réaction pour éviter les accrochages et obtenir le maximum d'amplification. Une hétérodyne séparée est employée pour la réception des ondes entretenues.

La fig. 2 représente 2JZ. A gauche l'amplificateur avec les trois condensateurs pour l'accord des transformateurs, les trois rhéostats de chauffage et le potentiomètre; on aperçoit même dans le haut et à gauche de l'appareil les trois transformateurs. A droite de l'amplificateur est l'hétérodyne, puis un haut-parleur et un casque Brown. Enfin, tout à fait à droite, le poste d'émission.

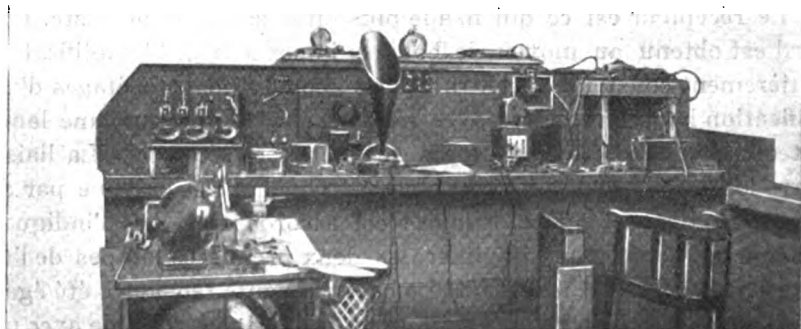


Fig. 2.

Mr. Spence me fit entendre à deux reprises la téléphonie de FL. A 12 h 15 elle était excellente, et dans le haut-parleur on pouvait la comprendre dans tout l'étage; mais à 18 h 10 elle était entièrement couverte par de violents parasites qui venaient de faire brusquement leur apparition.

A 23 heures, j'étais de retour à Aberdeen que je quittais le lendemain 23 août pour Glasgow.

Jeudi 24 août. Parti de bonne heure de Glasgow. j'ai fait aujourd'hui une superbe excursion dans les montagnes d'Ecosse et sur leurs admirables lacs. Pas de télégraphie sans fil pour la première fois depuis mon départ, mais je suis arrivé à Edimbourg à 20 heures et je compte bien me rattraper demain dans cette grande ville qui compte d'excellents amateurs!

Vendredi 25 août. J'ai été reçu aujourd'hui de la façon la plus aimable par Mr. Winkler, secrétaire de la « Edimbourg and District Radio Society ». Le poste de Mr. Winkler, 2TF, n'emploie qu'une dizaine de watts à l'émission; il est pourtant reçu parfaitement en téléphonie à

une vingtaine de kilomètres avec très peu d'amplification. Mr. Winkler s'occupe surtout de réception et obtient d'excellents résultats. Comme presque tous les amateurs anglais, il emploie l'amplification haute fréquence. Nous passons un bon moment à écouter sur 600 mètres et cela fait plaisir d'entendre les étincelles familières des postes côtiers français qui percent à de fréquentes reprises le brouillage local. Mais ce qu'il y a de plus intéressant à 2TF, c'est l'enregistreur. Mr. Winkler a imaginé et construit un enregistreur qui inscrit au moyen d'un siphon ; c'est un « onduleur » dont les bandes ressemblent en tous points à celles employées commercialement presque partout maintenant pour la réception à grande vitesse. L'appareil est peu coûteux à construire et présente le plus grand intérêt pour les amateurs d'enregistrement.

Samedi 26 août. C'est aujourd'hui que je quitte l'Angleterre. Parti d'Edimbourg vers 10 heures, j'arrive à Hull à 18 h 15, et le « Jervaulx Abbey » lève l'ancre pour Rotterdam un quart d'heure plus tard. Le poste de télégraphie sans fil est un Marconi d'un quart de kilowatt en tous points analogue au demi-kilowatt, mais avec des dimensions beaucoup plus restreintes ; la réception se fait sur détecteur à carborandum. Nous entendons dans la soirée FFB et FFH, mais le règlement est formel, le trafic doit être transmis à la station la plus proche et le radio que j'envoie en France passe par l'Angleterre.

Dimanche 27 août. A midi précis, j'arrive à Rotterdam après une excellente traversée et je prends aussitôt le train électrique qui me mène à la Haye après une heure de trajet à travers de riantes campagnes où les moulins à vent mettent une note pittoresque.

A 15 heures je suis à PCGG où Mr. Idzerda me reçoit de la façon la plus charmante. PCGG s'enorgueillit à juste titre d'avoir été la première station en Europe à transmettre régulièrement des concerts. En effet, depuis trois ans, la musique de la Haye est reçue tous les dimanches et tous les jeudis par de très nombreux postes d'amateurs, surtout en Angleterre. L'antenne de PCGG est une nappe de trois fils d'une cinquantaine de mètres de longueur à environ quinze mètres au-dessus du sol. Les lampes d'émission sont de grosses lampes Philips de 250-500 watts. Des filaments sont alimentés en parallèle par une dynamo qui débite sur une batterie tampon de six éléments et le courant-plaque est fourni par deux dynamos de mille volts en série. Suivant la puissance désirée, on emploie deux, trois ou quatre lampes oscillantes. Le système de modulation est un système spécial sur lequel Mr. Idzerda ne veut donner aucun renseignement. Il est contenu dans une petite boîte dont le couvercle en ébonite porte une manette

et des plots et peut, paraît-il, être connecté « en un point quelconque du circuit oscillant de grille ». Suivant le plot sur lequel se trouve la manette, la modulation est plus ou moins intense ainsi que j'ai pu m'en rendre compte en écoutant sur un récepteur voisin. [En tous cas, ce mystérieux système fonctionne très bien et supprime l'emploi de toutes lampes, même simplement amplificatrices, autres que des lampes oscillantes. Plusieurs microphones peuvent être connectés au poste de transmission. L'un d'eux est placé à portée de la main de l'opérateur qui surveille le fonctionnement du poste, un second est disposé en face d'un phonographe dont il permet de transmettre la musique et le troisième, installé dans la salle de concert qui se trouve à un étage inférieur, est placé au fond d'un énorme pavillon en carton de près de quatre mètres de longueur et d'un mètre cinquante d'ouverture. C'est en face de ce pavillon que se placent les artistes et leur position relative a, paraît-il, une importance très grande sur la qualité de l'émission. Les excellents résultats actuels n'ont été obtenus que grâce à de longs mois d'essais méthodiques. Vers le milieu de la séance de l'après-midi, Mr. Idzerda me demande de dire quelques mots par radio et j'ai ainsi l'occasion d'adresser un dernier « au revoir » à tous les amateurs de Grande-Bretagne qui m'ont si aimablement reçu. Pendant et après le concert j'ai le loisir d'examiner en détail les appareils de réception fabriqués par la Nederlandsche Radio Industrie. Ce matériel est d'une construction absolument hors ligne. Les appareils comprennent généralement une lampe d'amplification haute fréquence, une lampe détectrice et une lampe d'amplification basse fréquence. Toutes les lampes sont des Philipps. Les enroulements des selfs sont faits selon un principe spécial, et le soin le plus minutieux est pris pour assurer le maximum de sensibilité des appareils. Le seul défaut de ce matériel est qu'il est extrêmement cher pour nous autres Français qui devons payer le florin cinq francs !

Lundi 28 août. Aujourd'hui, j'ai rendu visite à Mr. Corver, l'un des amateurs hollandais les plus distingués. Mr. Corver, auteur d'un livre bien connu en Hollande et s'occupant de la publication d'une revue de télégraphie sans fil, me fait voir différents appareils très ingénieux qu'il a construits ; l'un d'eux permet de mesurer le coefficient d'amplification des lampes et un autre la capacité des condensateurs. Mais ce qui m'intéresse le plus dans le poste de Mr. Corver, ce sont les lampes à quatre électrodes. Les lampes à deux grilles sont très employées en Hollande. Leur principal avantage est de fonctionner avec une tension de plaque très faible, huit à dix volts environ. La fig. 3 représente le montage en réaction d'une de ces lampes.

Le soir je quitte la Haye pour Amsterdam.

Mardi 29 août. J'ai passé toute la journée à bord d'un petit vapeur d'excursion qui, naviguant tantôt sur les canaux, tantôt sur le Zuidersee, m'a permis d'avoir un aperçu de la pittoresque campagne hollandaise. Le soir, je me rends à Bruxelles.

Mercredi 30 août. J'ai eu ce matin le plaisir de faire la connaissance de Mr. de Brandner, président du Cercle belge d'études radio-télégraphiques. Mr. de Brandner me dit combien il regrette d'avoir dû repousser à l'année prochaine le Congrès international d'amateurs que son groupement avait pris l'initiative de convoquer. Certaines associations étrangères ne lui ayant pas envoyé à temps les rensei-

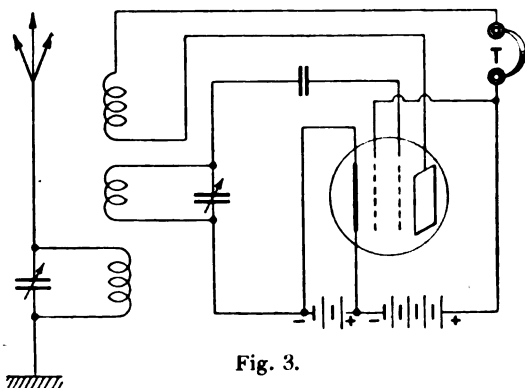


Fig. 3.

gnements nécessaires, il lui a été impossible d'agir autrement. Mais il espère que l'année prochaine le Congrès international sera un succès. Mr. de Brandner a un joli poste de réception qu'il a en grande partie construit lui-même et sur lequel il me fit entendre en haut-parleur le bulletin météorologique téléphoné par FL à 12 h 15.

L'après-midi, je rends visite à Mr. Danseaux, un amateur qui construit des appareils de toute beauté; il me fait entendre en haut-parleur, à 17 heures, l'excellent concert de FL.

Mon voyage est maintenant terminé, et je rentre en France le lendemain.

Conclusion.

Avant de terminer cet article, quelques remarques générales s'imposent pour résumer les observations que j'ai faites au cours de ce voyage et pour permettre d'en tirer tout le profit possible.

L'un des faits qui m'a le plus frappé est le développement considérable qu'a pris la télégraphie sans fil privée en Angleterre et en Ecosse. On ne peut guère se promener plus de cinq minutes dans les rues de Londres ou d'Edimbourg sans voir au moins une antenne. Si

nous recherchons les causes de ce développement, nous les trouvons surtout dans le fait que la transmission est autorisée en Grande-Bretagne depuis plusieurs années; nous les trouvons aussi dans le fait que les émissions téléphoniques régulières et d'intérêt général de la Haye ont accru dans une grande proportion le nombre des postes récepteurs; nous les trouvons enfin dans le fait que les projets d'ouverture de services réguliers de « broadcasting » dans différentes villes de Grande-Bretagne ont attiré l'attention du public. Ce développement est profitable à tous : les commerçants et industriels y trouvent leur profit, et les amateurs ont, du fait du développement de ce commerce, la possibilité de se procurer facilement tous appareils et pièces détachées dont ils ont besoin. Le résultat final est que les chercheurs voient leurs travaux grandement facilités et qu'il est ainsi plus facile de réaliser de nouveaux progrès.

En général, j'ai remarqué que les amateurs de Grande-Bretagne soignent beaucoup plus leurs installations que nous ne le faisons d'ordinaire. Ils sont aussi très favorisés par leur latitude septentrionale, et le peu de parasites que j'y ai entendus en plein mois d'août m'a beaucoup surpris.

L'amplification à haute fréquence sur courtes longueurs d'onde semble donner d'excellents résultats et être moins difficile à réaliser qu'on ne le croit généralement ici; nous avons beaucoup à faire dans cette voie.

Les amateurs britanniques emploient toujours pour le chauffage de leurs lampes de réception, des batteries d'accumulateurs de trois éléments et règlent minutieusement l'intensité du courant de filament par un rhéostat; j'ai l'impression que c'est là une très bonne pratique qui permet d'obtenir le maximum de sensibilité de ses lampes en compensant la chute de tension qui se produit dans les fils qui vont des accumulateurs aux appareils de réception.

La question de l'antenne et de la terre mérite plus d'attention que nous ne lui en accordons généralement.

Enfin les portées considérables réalisées par nos camarades d'outre-Manche avec des puissance minimales doivent nous permettre tous les espoirs avec les cent watts dont nous pouvons disposer; c'est surtout une question de soins à l'émission comme à la réception.

En terminant ces lignes je tiens à adresser mes remerciements les plus sincères à tous les amateurs étrangers qui m'ont si aimablement reçu et à exprimer le vœu que bientôt nous puissions tous communiquer régulièrement par télégraphie sans fil.

LÉON DELOY.

ANALYSES ET BIBLIOGRAPHIE ⁽¹⁾

PROPAGATION

Une courte histoire de Télégraphie sans fil; E. THOMSON. *Electrician*, t. LXXXIX, n° 2308, p. 148, 11 août 1922. — L'auteur critique l'explication donnée des grandes portées par la couche d'Heaviside. Un peu de réflexion montrerait, dit-il, que cette couche, pour produire les effets qu'on lui attribue, devrait être de nature à ne pas se laisser pénétrer et à réfléchir les ondes sans permettre les interférences entre elles et les ondes directes, ce qui est impossible. Il pense que les théories mathématiques sont vraies en elles-mêmes, mais qu'elles s'appuient sur de fausses prémisses. Il rappelle la théorie qu'il a exposée depuis de nombreuses années, suivant laquelle les ondes suivent la terre comme elles suivent un conducteur dans la haute-fréquence sur ligne. Cette théorie de la « gliding wave », sur laquelle il ne donne aucun détail, expliquerait facilement les très grandes portées obtenues en télégraphie sans fil. — My.

Au sujet de la transmission par la terre, des ondes de télégraphie sans fil; O. LODGE. *Electrician*, t. LXXXIX, n° 2310, pages 206-207, 25 août 1922. — Depuis longtemps, on a remarqué que les conducteurs sont suivis par les ondes; mais la couche de gaz à faible pression existe certainement; la nuit, cette couche doit avoir une surface unie. Les phénomènes observés au moment du lever et du

coucher du soleil montrent bien que l'atmosphère est en jeu.

L'auteur pense qu'il ne faut pas être dogmatique, mais il lui semble hors de doute que :

a) Il existe dans la haute atmosphère une couche conductrice;

b) Une telle couche apporte, certainement, une aide importante aux transmissions lointaines;

c) Sans elle, l'effet du soleil est inexplicable. — My.

Correspondance. Preuves de l'existence de la couche d'Heaviside; ECKERSLEY. *Electrician*, tome LXXXIX, n° 2311, pages 242-243, 1^{er} septembre 1922. — L'auteur cite une série de faits et d'observations tendant à prouver l'existence de la couche conductrice de la haute atmosphère.

Il arrive que des signaux soient parfaitement reçus dans une station et qu'ils restent tout à fait imperceptibles dans une autre située entre la première et l'émetteur. (Transmission des ondes électriques autour de la surface du globe. *Radio-Review*, vol. I, février 1920, p. 238.)

La nuit, il arrive fréquemment que les signaux s'évanouissent momentanément (fading). (*Proc. Inst. Radio Engineers*, déc. 1916, p. 511.)

La théorie de la diffraction des ondes à la surface de la terre a été traitée par de nombreux savants. Les derniers calculs, tout à fait au point, sont dus à Watson.

En les appliquant à la station de Carnarvon on trouve pour force élec-

(1) L'analyse des revues concernant la radiotélégraphie est assurée par les soins de MM. BERGERON, capitaine au centre radiotélégraphique de la Tour Eiffel (analyses signées Be); BION, capitaine de corvette (analyses signées Bi); CLAVIER, ingénieur à l'établissement central du matériel de la Radiotélégraphie militaire (analyses signées C.); JOUAUST, ingénieur électricien, professeur à la section de radiotélégraphie de l'Ecole supérieure d'Electricité (analyses signées J.); MESNY, professeur d'hydrographie (analyses signées My); METZ, capitaine à l'établissement central de la Radiotélégraphie militaire (analyses signées Mz); commandant PÉRIER, de l'artillerie coloniale (analyses signées Pr); PLANIOL, ingénieur E. S. E. (analyses signées Pl); RIVET, ingénieur E. S. E. (analyses signées R.) Ces analyses sont classées par rubrique suivant le sujet auquel elles se rapportent.

tromotrice par mètre à 2.500 kilomètres

$19,5 \frac{2,1}{m}$ alors que les mesures donnent 142.

L'auteur rappelle encore les travaux qu'il a faits sur cette question, mesures et calculs (*Radio-Review*, vol. 2, p. 394, 1921).

Il cite ensuite les travaux de Schuster (*Phil. Trans. Roy. Soc.*, 1907, vol. 208, p. 182) et de Chapman (*Journ. of Inst. El. Eng.*, oct. 1920, p. 209) sur les variations des éléments magnétiques et les tempêtes magnétiques; puis les recherches de Karl Stormer et du Prof. Birkland sur les aurores (*Terrestrial Magn. and Elect.*, mars et sept. 1917) qui arrivent aux mêmes conclusions.

Enfin, lord Rayleigh a montré que l'efficacité d'une couche conductrice peut être considérable, même quand le gradient de conductivité est modéré. — My.

Notes sur la télégraphie sans fil; Howe. *Electrician*, tome LXXXIX, n° 2312, page 260, 8 septembre 1922. — L'auteur considère Elihu Thomson comme ayant écrit sans réflexion et combat ses arguments. Il plaisante la « gliding wave ». Est-ce un simple nom? Dans le cas contraire, où a-t-elle été étudiée? Par qui? Quels sont les résultats de cette étude? — My.

Correspondance; SCHUSTER. *Electrician*, tome LXXXIX, n° 2314, p. 325, 22 septembre. — Ses expériences et ses investigations mathématiques complétées par Chapman montrent que certaines régions de l'atmosphère doivent être considérées comme conductrices, mais cette conductivité lui semble insuffisante pour expliquer la courbure des rayons électromagnétiques. Les observations magnétiques sont tout à fait d'accord avec une conductivité plus grande des couches élevées, mais elles ne donnent de renseignement que sur les parties de l'atmosphère qui sont en mouvement et les couches très conductrices sont certainement à une hauteur supérieure à celle où le mouvement est appréciable. Il pense que le soleil doit avoir un fort pouvoir ionisant.

Remarques supplémentaires sur la télégraphie sans fil; ELIHU THOMSON. *Electrician*, tome LXXXIX, n° 2317, page 412, 13 octobre 1922. — Il ne conteste pas l'existence de la couche d'Heaviside, mais seulement sa capacité de courber les rayons électromagnétiques. Ceux-ci doivent, au contraire, être courbés d'une manière très certaine s'ils proviennent de ce qu'il appelle des « demi-ondes hertziennes » (half hertzian waves) se propageant sur une surface conductrice comme celle de la terre. Lui-même d'ailleurs a utilisé cette couche dans une conférence faite sur les aurores en 1916.

Il examine le cas d'une antenne verticale placée quelque part sur une sphère de cuivre et émettant des « demi-ondes hertziennes ». Les lignes de force électrique émanant de l'antenne vont aboutir sur la sphère et leurs pieds s'y déplacent avec la vitesse de la lumière. Il existe, naturellement, des zones successives de polarités inverses et les lignes de force se courbent de l'une à l'autre de ces zones. Les variations du champ électrique donnent naturellement lieu à un champ magnétique.

Ce sont les conditions bien connues pour les ondes se déplaçant le long d'un conducteur et les arches formées par les lignes de force sont d'autant plus basses que les ondes sont plus courtes.

Quant à l'atmosphère, son action se fait sentir par les ions qui y sont contenus et qui affaiblissent les transmissions, comme il l'a expliqué en 1915. (*Report of the Smithsonian Institution for 1913*, pp. 243-260.)

Les changements qui se produisent au coucher du soleil sont si spontanés qu'ils ne sauraient être dus aux modifications d'une couche élevée. — My.

MESURES

Mesures de capacités sur des antennes réduites; Robert ETENREICH. *Jahrbuch der drahtlosen tele-*

graphie, Band 20, Heft 3, page 180.
— L'auteur se propose d'étudier la capacité statique des antennes du type des antennes de navire en opérant sur des modèles très réduits (au maximum 60 cm de longueur).

Dans ces modèles la prise de terre est remplacée par une plaque métallique de 1 m 80 de côté.

Le dispositif de mesure est représenté par la figure 1 où I est un circuit oscillant relié en *a b c* à une lampe à 3 électrodes, II est un circuit comprenant la capacité à étudier et une self L_2 couplée en couplage très lâche avec le circuit I, III est un circuit apériodique à détecteur donnant par la déviation du galvanomètre G la mesure de l'effet de I sur III. Quand le circuit I

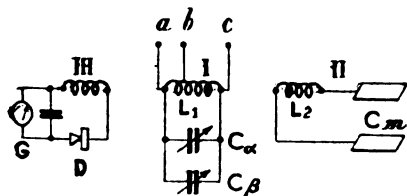


Fig. 1.

est en résonance avec le circuit II, ce dernier consomme de l'énergie empruntée au circuit I et le galvanomètre du circuit III donne une déviation minima. On apprécie très exactement la résonance. En remplaçant le modèle d'antenne dont on veut mesurer la capacité statique par un véritable condensateur (l'auteur considère des antennes dont la longueur d'onde de travail est, en général, notablement supérieure à la longueur d'onde fondamentale), on vérifie que la relation entre la capacité à mesurer dans le circuit II et l'ensemble des capacités du circuit I est bien linéaire.

Des mesures faites, l'auteur tire un certain nombre de conséquences et de formules que nous allons donner ci-dessous :

1° Quand les deux armatures du condensateur *m* de la figure 1 sont à des distances variables (à condition que cette distance ne devienne pas trop petite), la capacité se compose de

deux parties : 1° Une capacité fixe que l'auteur appelle capacité de fuite S et qui correspond à la capacité de l'ensemble des armatures du condensateur supposées seules dans l'espace, 2° une

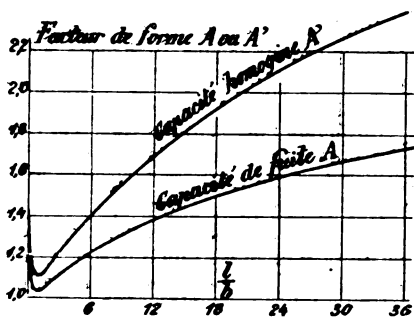


Fig. 2.

capacité variable avec la distance de ces armatures et inversement proportionnelle à cette distance. L'auteur appelle cette capacité la capacité homogène H. Cette dernière se calcule comme dans un condensateur ordinaire, mais la surface à considérer n'est pas la surface de l'armature à cause de l'effet des bords. Cette surface est à affecter d'un coefficient supérieur à 1 qui est minimum pour un condensateur à armature circulaire ;

2° Si la deuxième armature du condensateur du circuit II est remplacée par une plaque conductrice indéfinie, la capacité de fuite est doublée, la capacité homogène reste sans changement ;

3° Si l'armature du condensateur au lieu d'être circulaire est rectangulaire, ce qui sera le cas pour la capacité constituée par une antenne de navire, les capacités S et H sont affectées de coefficients A et A' appelés facteurs de forme et donnés par les courbes de la figure 2. Les abscisses de ces courbes sont le rapport $\frac{l}{b}$ de la longueur de l'antenne à sa largeur ;

4° Pour passer d'une armature de condensateur à un modèle réduit d'antenne de navire, l'auteur remplace l'armature pleine par un treillis de fils de plus en plus écartés. Il constate que

la capacité, qui croît rapidement au début quand on multiplie le nombre de fils, atteint assez vite une valeur de saturation voisine de la valeur qu'elle prend pour une armature pleine.

Il appelle facteur de remplissage (füllfaktor) le rapport entre la capacité correspondant à un dispositif à fils genre antenne de navire et celle qui correspond à une armature pleine.

Ce facteur de remplissage s'approche plus rapidement de 1 pour la capacité de fuite (facteur B) que pour la capacité homogène (facteur B'). Les figures 3 et 4 donnent la valeur de ces facteurs B et B' en fonction de la densité des fils, cette densité étant définie

par la quantité $n \sqrt{\frac{l}{b}}$ (n nombre de fils,

l et b longueur et largeur de l'antenne). Ces facteurs B et B' sont indépendants de la forme de l'antenne. Ils ne le sont pas du diamètre du fil, les différentes courbes des figures 3 et 4 correspondent pour une même surface d'antenne à des diamètres de fil différents. Le chiffre placé à côté de chaque courbe donne le rapport du côté du carré qui aurait même surface que l'antenne au

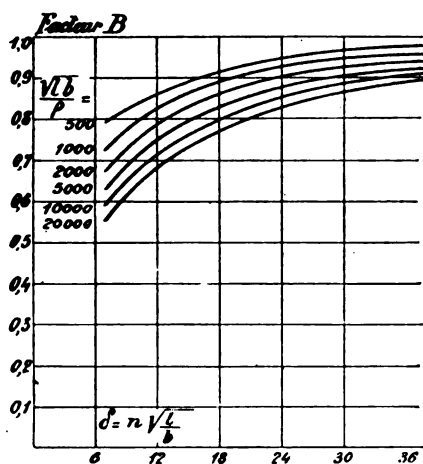


Fig. 3.

rayon de chaque fil de cette antenne ;

5° L'auteur ayant ainsi défini les

coefficients A', B et B', donne les formules permettant de calculer la capacité d'une antenne rectangulaire type navire (non compris la descente d'antenne). Ces formules sont les suivantes :

$$C = A \cdot B \cdot \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{lb}{\pi}} + A' B' \frac{lb}{4\pi h}$$

ou encore

$$C_{cm} = 0,36 A \cdot B \sqrt{l_{cm} b_{cm}} + 0,079 A' B' \frac{l_{cm} b_{cm}}{h_{cm}}$$

l b h représentent la longueur, la largeur et la hauteur de l'antenne exprimée en centimètres. Pour exprimer C en microfarads, diviser par $9 \cdot 10^8$;

6° L'auteur donne, pour terminer, quelques applications de ces formules, il montre que pour une antenne de

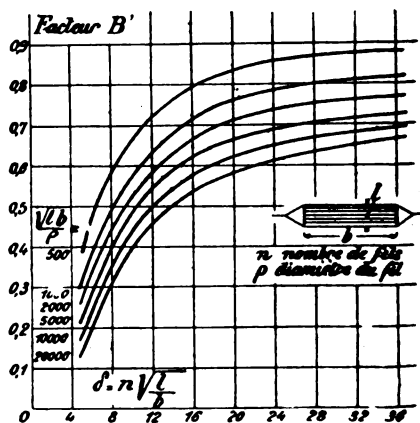


Fig. 4.

40 mètres sur 3 formée de 4 fils de 2 millimètres de diamètre à 25 mètres de hauteur, la capacité totale est de 478 centimètres dont 439 centimètres pour la capacité de fuite. La formule permet de se rendre compte également du nombre de fils donnant une capacité d'antenne qui soit un pourcentage donné de la capacité maxima qui correspondrait à une armature entière-

ment métallique ayant la surface de l'antenne. Le tableau ci-dessous donne pour l'exemple ci-dessus (antenne de 40 sur 3), le nombre de fils nécessaires pour que la capacité soit les 80 ou 90 pour cent de la capacité maxima possible pour différentes hauteurs de l'antenne;

Hauteur de l'antenne en mètres	5	10	20	40	60	100	∞
Nombre de fils correspondant à une capacité égale à 80 % de la capacité maxima . .	7	6	5	5	5	4	4
Nombre de fils correspondant à une capacité égale à 90 % de la capacité maxima . .	18	14	12	10	10	9	9

7° L'auteur rapproche de sa formule d'autres formules précédemment données pour le calcul des capacités d'antenne. Ces formules sont les suivantes :

a) Formule de la Telefunken (pour l'antenne type navire) $C = \frac{l(b + 2h)}{4\pi h}$

formule qui n'est exacte que si l est approximativement quintuple de b .

Si $\frac{l}{b} > 5$ les chiffres sont trop importants, trop faibles dans le cas contraire.

b) Formule d'Austin :

$$C_{cm} = \left(0,36 \sqrt{lb} + 0,080 \frac{lb}{h} \right) \times \left(1 + 0,015 \frac{l}{b} \right)$$

(h, l, b exprimés en cm).

Les valeurs obtenues à l'aide de cette formule sont un peu faibles en général, sauf dans le cas d'antennes à fils très peu nombreux.

c) Formule de Howe (que l'auteur signale en très bon accord avec ses résultats d'expérience).

$C_{cm} =$

$$\frac{0,5 \pi l}{n \left(\log_e \frac{n-1l}{b} - 0,31-E \right) + \log_e \frac{b}{(n-1)\rho} - B}$$

E et B sont des quantités données par des courbes que Howe a insérées dans ses articles de l'*Electrician* dont ci-dessous les références (n° 73, pages 859, 906, année 1914; n° 75, page 870, année 1915; n° 77, pages 761, 880, année 1916). — M.

MONTAGES ET TOURS DE MAIN

Note sur la super-réaction.

M. Fromy, ingénieur E. S. E., 48, rue de Vaugirard, nous fait part comme il suit de ses essais d'un système super-régénérateur à une lampe :

Parmi les schémas indiqués par M. Armstrong dans sa très intéressante conférence, celui qui nécessite le moins de lampes en utilise cependant deux.

Il est possible de réduire encore ce nombre et d'obtenir un bon résultat en ne faisant usage que d'une seule lampe qui fonctionne à la fois comme réceptrice, modulatrice et détectrice.

Un montage qui donne satisfaction est celui que représente le schéma ci-contre :

Dans ce schéma :

C_1 est le circuit oscillant à haute fréquence réglé sur les ondes à recevoir.

C_2 est le circuit hétérodyne modulateur.

C est un condensateur variable qui permet de régler simultanément les conditions d'accrochage des deux circuits hétérodynes comme nous le verrons plus loin.

La source E peut avoir une valeur quelconque. Le fonctionnement sem-

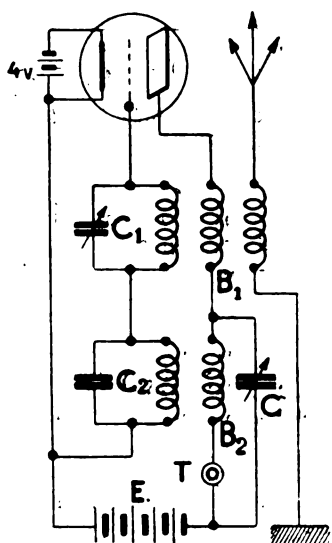
ble assez complexe, toutefois il est possible de l'interpréter par le raisonnement suivant :

En manœuvrant le condensateur C , il est facile de constater que les circuits C_1 et C_2 ne peuvent osciller en même temps. Si, laissant les couplages $B_1 C_1$ et $B_2 C_2$ constants, on augmente la valeur de C , les oscillations à haute fréquence s'accrochent et les oscillations à basse fréquence se décrochent. L'inverse se produit si on la diminue suffisamment.

Il y a donc une valeur critique qui correspond à une limite d'accrochage pour les deux circuits. Si on règle le condensateur légèrement en dessous de cette valeur, le circuit C_2 oscille. —

la résistance est négative — Ces accrochages successifs provoquent une variation périodique du courant moyen de grille à la fréquence de modulation des ondes reçues — Tout se passe donc comme si on modifiait le shunt constitué par la résistance filament-grille. Il en résulte des modulations rendues audibles par détection par la caractéristique de plaque, des oscillations du circuit C_2 assez puissantes pour atteindre un coude. L'amplification obtenue par ce montage est considérable ; elle croît légèrement avec la valeur de la source de plaque, tout au moins jusqu'à 200 volts.

Avec 200 volts elle est tout à fait comparable à celle que donne le montage classique à deux lampes. — E. FROMY.



Le circuit C_1 , au contraire, est au repos ; sa résistance est positive en moyenne quoique, en réalité, elle change de signe périodiquement, puisque les variations de la tension de grille provoquées par le circuit modulateur ont pour effet de moduler la résistance positive. — Lorsqu'une onde accordée vient influencer le circuit C_1 il y a accrochage pendant les périodes où

Amplificateur alimenté par du courant alternatif à 60 périodes ;

P.-D. LOWELL. *Scientific Papers of the Bureau of Standards*, n° 450. — La figure 1 représente le montage d'un amplificateur à trois étages comportant une amplification haute fréquence, une lampe détectrice et une amplification basse fréquence. Le filament est alimenté par du courant alternatif à 60 périodes. Les résistances d'équilibrage E, F, G sont de l'ordre de 200 ohms et on règle sur chacune de ces résistances la prise de grille de façon à réduire au minimum le bruit dû au courant alternatif. On n'arrive pas à le supprimer complètement.

On peut le supprimer complètement en utilisant un détecteur à galène (fig. 2). On améliore en même temps l'amplification en réunissant le circuit oscillant à la première résistance d'équilibrage par l'intermédiaire d'une résistance shuntée par un condensateur de l'ordre du microfarad, et une batterie de 10 piles sèches dans le circuit grillé de l'étage à fréquence musicale.

Quant aux plaques, il est facile de les alimenter au moyen de courant redressé par une lampe, avec condensateur adoucisseur.

Il convient de donner à ce condensateur une capacité d'une dizaine de microfarads.

La figure 3 représente le schéma de montage d'un amplificateur actionnant un téléphone haut parleur. — J.

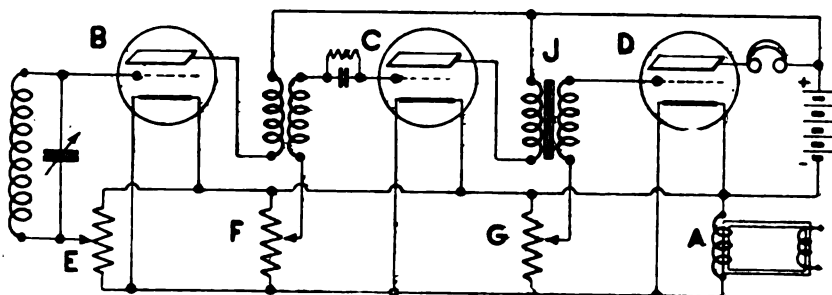


Fig. 1.

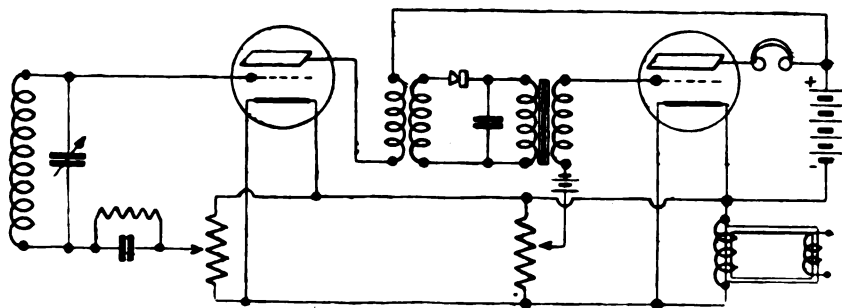


Fig. 2.

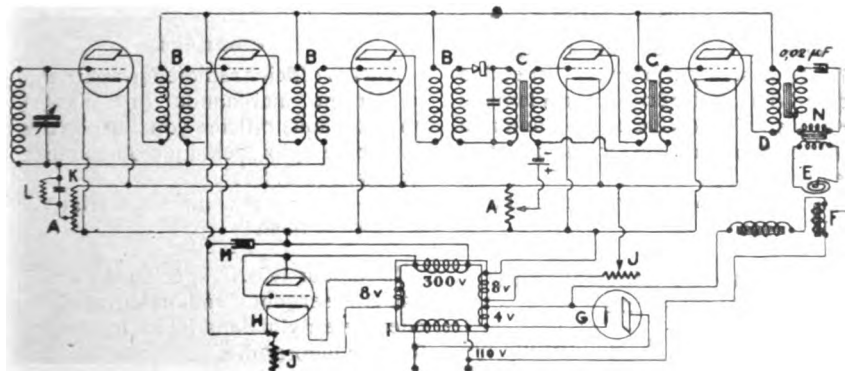


Fig. 3.

A Résistances d'équilibrage.

B Transformateurs H. F.

C Transformateurs B. F.

D Transformateur téléphonique.

E Armature du haut-parleur.

F Electro du haut-parleur.

G Rectificateur tungsar.

H Redresseur de tension-plaque.

I Transformateur du courant alternatif d'alimentation.

J Rhéostat placé sur les filaments.

K Condensateur de 1 μ F.

L Résistance de 2 Ω .

M Condensateur adoucisseur de 10 μ F.

N Transformateur abaisseur pour le haut-parleur.

CORRESPONDANCE & AVIS

Emissions radiotéléphoniques de l'École supérieure des P. T. T.

Le « Broadcasting français » vient de s'enrichir d'un nouveau poste d'émission.

L'École supérieure des Postes et Télégraphes que dirige M. Dennery, inspecteur général des P. T. T., a entrepris depuis quelques jours des émissions radiotéléphoniques absolument remarquables tant par leur netteté que par le choix et la variété du programme.

Des émissions régulières auront lieu les jours ci-après :

Mardi, de 20 à 22 heures.

Jeudi, de 20 à 22 heures.

Samedi, de 16 h 30 à 19 heures.

En dehors de ces séances, d'autres émissions auront lieu qui seront annoncées en temps voulu dans la presse quotidienne.

Réception à Tunis de la Tour F L en téléphonie.

On annonce de Tunis que les radio-concerts et les avis météorologiques de la Tour sont parfaitement entendus avec un dispositif récepteur à 4 lampes installé en pleine ville et une antenne à 4 fils de 80 mètres de long soutenue à une extrémité par un mât de 35 mètres.

Tunis est à 1.600 kilomètres de Paris à vol d'oiseau.

Emission de radiotéléphonie américaine.

La grande station américaine de Bamberger (WOR) compte, pour la fin de janvier, tenter des émissions de téléphonie à destination de l'Europe. Le programme, des plus attrayants, sera successivement chanté en français, en italien et en anglais. C'est l'artiste américaine, Miss Bennett, qui a été choisie, pour exécuter ce programme,

sa voix de soprano, ayant, nous dit-on, des qualités toutes particulières pour la radiotéléphonie.

Indicatifs entendus.

M. Deloy nous signale avoir reçu au 31 décembre 1922 les postes suivants :

Français :

8AG, 8LBC, 8DF.

Britanniques :

(2FQ), (2OM), 2CV, (2ON), 2DM, 2JZ, (2KF), (2OD), 2FP, (2XI), (2AW), 2LG, 5MS, 2KV, 2NM, 5WS, 9AN, (2MM), 2SH, 2JF.

Américains :

1ARY, 2KL, 1BDI, 1BGF, 8AQO, 1BCG, 8MZ, 1YK, 8BSY, 8AW, 1SOK, 8CYH, WUBA.

Dans chaque nationalité, les indicatifs sont rangés par ordre chronologique de leur première réception et ceux entre parenthèses sont ceux avec lesquels une communication bilatérale a été établie.

Demandes

Ancien officier radiotélégraphiste de la Marine marchande (1^{re} classe), ancien sous-officier du 8^e génie, cherche emploi technique ou commercial dans la T. S. F.

Adresser offres au secrétariat de la S. A. T. S. F.

Ingénieur E. S. E. spécialisé T. S. F., ancien sergent radiotélégraphiste, cherche emploi dans la radio, de préférence laboratoire.

Adresser offres au secrétariat de la S. A. T. S. F.

M. E. Vandezande, à Wimille (Pas-de-Calais), désire entrer en relation avec M. Barel, de Bordeaux, auteur de la communication insérée dans *l'Onde Electrique* n° 10.

L'INFLUENCE DE TRACES DE GAZ DANS LES LAMPES A TROIS ÉLECTRODES

Par R. JOUAUST

La majorité des lampes à trois électrodes, utilisées aujourd'hui soit pour la réception, soit pour la transmission, sont des lampes « dures », c'est-à-dire des lampes dans lesquelles le vide est aussi parfait que possible. Néanmoins, ces lampes contiennent toujours quelques traces de gaz. Il est impossible, en effet, de réaliser un vide parfait dans des lampes fabriquées d'une façon industrielle. La faible proportion de gaz qui reste dans les lampes est susceptible d'influer parfois sur leur mode de fonctionnement. Nous voudrions ici signaler un certain nombre d'expériences faites au laboratoire de l'Établissement central du matériel de la radiotélégraphie militaire qui mettent en évidence cette influence du gaz restant. Nous pensons que les résultats constatés aux cours de ces expériences permettront d'expliquer certaines des anomalies observées dans l'emploi des lampes.

Nous envisagerons tout d'abord le cas des lampes de petit modèle employées sur les amplificateurs.

Lorsqu'on trace la caractéristique du courant grille de semblables lampes, c'est-à-dire la courbe reliant pour une tension plaque constante le courant-grille à la différence de potentiel filament-grille, on constate (du moins dans les lampes françaises du type T. M.) que, tant que la grille est à une tension supérieure au négatif du filament, le courant circulant du filament à la grille correspond à une absorption d'électrons par la grille.

Ce courant diminue en même temps que la tension filament-grille, mais il ne s'annule que lorsque la tension de la grille est inférieure d'environ 1 volt à celle du négatif du filament.

A ce moment, le courant filament-grille s'inverse. Sa valeur absolue croît rapidement jusqu'au moment où la tension grille devient inférieure de 2 volts à celle du négatif du filament, puis reste sensiblement constante.

Ces divers phénomènes, qui peuvent sembler paradoxaux au premier abord, sont assez faciles à expliquer.

On conçoit facilement que lorsque la grille est réellement positive

*

par rapport au filament, elle doit arrêter au passage un certain nombre des électrons émis par le filament. Ce nombre doit, du reste, être d'autant plus grand que la grille est portée à un potentiel plus élevé par rapport au filament. On peut se demander toutefois comment, lorsque la grille est réunie au négatif du filament, lorsqu'elle est par conséquent négative par rapport à tous les points du filament, elle absorbe encore des électrons. Le fait que, à tension plaque constante, le courant filament-grille diminue avec la température du filament semble indiquer que les électrons ainsi absorbés par la grille sont ceux qui ont été expulsés du filament avec une vitesse propre suffisamment grande pour leur permettre de franchir le champ retardateur de 4 volts au maximum qui existe entre le filament et la grille.

Pour expliquer l'inversion du courant grille, il faut faire intervenir les traces de gaz restant dans la lampe. Les tensions appliquées aux plaques des lampes (80 volts en général) sont bien supérieures aux potentiels d'ionisation des divers gaz. Il en résulte que dans l'espace plaque-grille les électrons sont susceptibles d'ioniser les molécules gazeuses qu'ils rencontrent. Les ions positifs ainsi formés seront attirés par le filament et surtout par la grille, si celle-ci est à un potentiel plus faible que celui du filament.

On s'explique ainsi facilement l'inversion du courant grille signalée plus haut. On s'explique aussi qu'il devienne rapidement constant, lorsque tous les ions positifs formés sont captés par la grille. Ce courant dû à l'ionisation joue un rôle important dans le fonctionnement des lampes dans les amplificateurs, et particulièrement dans ceux à transformateurs. Si le vide était parfait, avec les dimensions de grille des lampes du modèle de la télégraphie militaire, la valeur du courant d'électrons absorbés par la grille lorsqu'elle est réunie au négatif du filament serait de plusieurs microampères. Dans ces conditions, la résistance du circuit filament-grille serait faible. Il y aurait une absorption d'énergie notable dans le circuit filament-grille de chaque lampe et l'amplification en serait diminuée. On remédierait du reste facilement à ce défaut en rendant les grilles négatives par rapport au filament.

Mais pratiquement les lampes ne sont jamais parfaitement vidées. Le courant-grille est la différence entre le courant d'électrons et le courant d'ions positifs. Il n'est, en réalité, qu'une fraction de micro ampère.

C'est ainsi que s'explique ce résultat qui parut tout d'abord paradoxal. Des lampes vidées avec des précautions toutes spéciales don-

naient une moins bonne amplification que des lampes de fabrication courante ⁽¹⁾.

Le phénomène que nous venons de décrire est la seule influence des traces de gaz restant sur les lampes employées sur les amplificateurs. Mais lorsque les triodes sont utilisés sur des appareils générateurs d'oscillations, dans des conditions où la grille est soumise à des tensions élevées, un autre phénomène se manifeste.

Nous avons dit plus haut que lorsqu'on trace à tension-plaque constante la caractéristique tension-grille, courant-grille, lorsque la différence de potentiel positive entre le filament et la grille augmente, le courant-grille augmente.

Pourtant, lorsque la grille atteint un potentiel suffisamment élevé, on constate souvent que le courant filament-grille se met à décroître. Ce phénomène semble bien dû à la présence des traces de gaz, car il est surtout marqué dans des lampes que d'autres considérations ont fait soupçonner d'être mal vidées.

Nous allons rencontrer ce phénomène exagéré au cours d'expériences entreprises pour étudier les lampes d'émission. Pour se rendre compte du fonctionnement de ces lampes lorsqu'elles sont placées sur des postes, il est bon de tracer leur caractéristique courant-plaque en fonction de la tension filament-grille, la tension-plaque étant constante. Quand il s'agit de lampes de réception, le tracé de cette caractéristique ne présente aucune difficulté. Il suffit de faire varier progressivement la tension filament-grille et de relever pour chacune des tensions ainsi appliquées les indications d'un ampèremètre placé en série avec la source qui alimente la plaque. On ne saurait opérer ainsi par les lampes d'émission. Les tensions appliquées à la plaque sont très élevées, les courants filament-plaque prennent rapidement des valeurs importantes. Dans ces conditions, bien avant qu'on ait atteint la saturation, l'énergie dégradée par la plaque a une valeur telle que la plaque ne peut la rayonner sans atteindre une température dangereuse pour la lampe.

Le seul moyen de tracer ces caractéristiques est d'opérer suffisamment vite pour que ces échauffements dangereux ne puissent se produire, en opérant par exemple en un quarante-deuxième ou en un cinquantième de seconde, c'est-à-dire en un temps égal à la période des courants industriels. Du reste, même dans ces conditions, il se produit un échauffement suffisant pour que, comme nous allons le voir, la

(1) Des considérations du même genre ont été émises récemment par BARKHAUSEN, *Jahrbuch*, t. 18, p. 48; *Onde Electrique*, t. 1, n° 7, p. 418.

plaque de la lampe dégage une certaine quantité du gaz occlus dans le métal qui la compose et la présence de ce gaz se manifeste par son influence sur les caractéristiques de la lampe étudiée.

Les expériences que nous allons décrire ont été faites sur des lampes du type E4 de la radiotélégraphie militaire. Le mode opératoire était le suivant. Le filament étant chauffé par une batterie d'accumulateurs, une tension continue de 800 volts était appliquée entre le filament et la plaque. Cette tension était produite par une machine à courant continu, shuntée par une importante batterie de condensateurs de façon à assurer la constance de cette tension.!

La grille et le négatif du filament étaient reliés aux deux bornes du secondaire d'un transformateur dont le primaire était relié à une source de courant alternatif de fréquence 42. Une bobine de self-induction intercalée dans le circuit primaire permettait le réglage de la tension aux bornes du secondaire.

Cette tension était réglée de façon à ce que la valeur maxima de son alternance positive fût plus que suffisante pour amener à la satu-

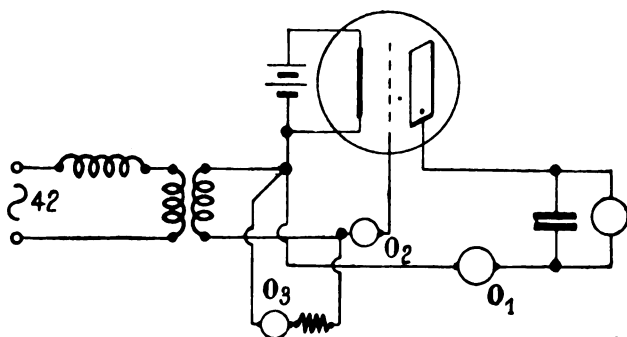


Fig. 1.

ration le courant filament-plaque. L'un des équipages d'un oscillographe triple de Blondel était intercalé dans le circuit filament-plaque, l'autre dans le circuit filament-grille, le troisième monté en voltmètre mesurait la tension filament-grille.

Avec du papier transparent, on dessinait sur le verre dépoli de l'appareil les courbes tracées par les spots des trois équipages. On avait donc ainsi les valeurs simultanées du courant filament-plaque, du courant filament-grille et de la tension filament-grille. Il était alors facile d'en déduire les caractéristiques de la lampe.

La figure 1 représente le schéma de montage réalisé.

La figure 2 représente l'un des oscillogrammes relevés.

On a fait en sorte, pour la commodité de l'observation, de décaler sur cette figure la tension grille de 180° par rapport à l'intensité du courant plaque.

Comme on le voit, le courant plaque commence alors que la tension grille est encore négative. Il croît, puis reste constant, ce qui indique que la tension grille a atteint une valeur positive suffisante pour amener la saturation, décroît alors que la valeur de la tension grille a suffisamment déchu pour qu'il n'y ait plus saturation, et finit par s'annuler de nouveau par une valeur négative de la tension grille.

Le courant de grille commence lorsque la tension grille devient

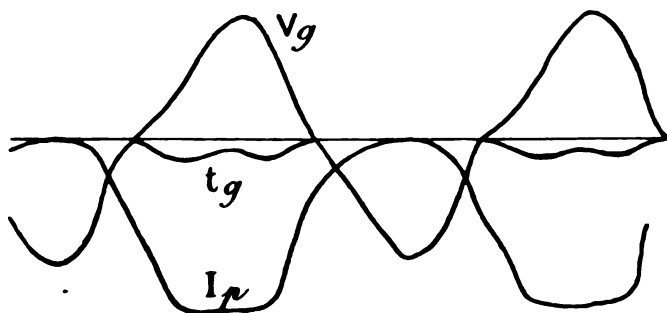


Fig. 2.

positive, il croît, passe par un maximum, puis décroît sans s'annuler, passe par un minimum, puis par un nouveau maximum et s'annule de nouveau quand la tension grille change de signe.

On voit donc qu'il y a des moments où la variation du courant grille est de sens inverse de celle de la tension grille.

L'oscillogramme que nous avons reproduit a été pris tout au début d'une expérience.

Si on prolonge celle-ci, l'allure des phénomènes se modifie.

L'oscillogramme (fig. 3) représente la nouvelle allure des diverses grandeurs caractéristiques de la lampe.

On voit que pendant l'alternance négative de la tension grille, le courant grille n'est pas nul, mais il a une valeur à peu près constante et de sens inverse au courant normal.

C'est le phénomène auquel nous avons déjà fait allusion au début, et que nous avons indiqué comme susceptible de permettre d'apprécier le vide de la lampe.

Lorsque la tension grille devient positive, le courant grille commence par croître, puis à décroître comme dans le cas précédent,

mais cette fois il s'annule et change de sens pour croître et reprendre son sens normal lorsque la tension grille a suffisamment décru.

On constatera également sur cet oscillogramme que le courant plaque atteint des valeurs beaucoup plus élevées que sur l'oscillogramme précédent. En outre, la région aplatie correspondant à la saturation est de plus courte durée.

La figure 4 dans laquelle les courbes 1 se rapportent à des oscillogrammes pris immédiatement à la mise en service de la lampe, tandis que les courbes 2 ont été prises lorsque la lampe avait eu le

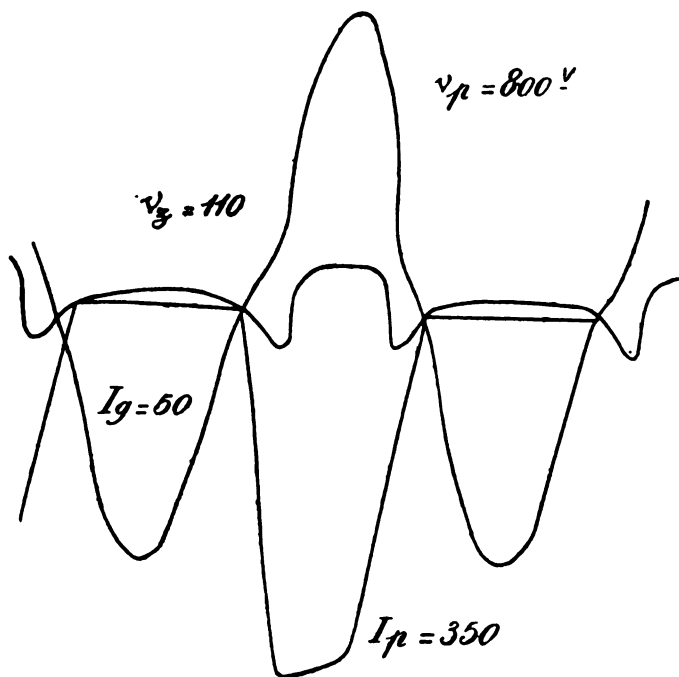


Fig. 3.

temps de s'échauffer, mettent nettement en évidence cette influence de l'échauffement.

Il est à peu près certain que la modification profonde apportée dans les caractéristiques de la lampe est due à la présence de traces de gaz.

Au fur et à mesure que la lampe s'échauffe, elle laisse dégager une certaine quantité du gaz occlus dans sa plaque. C'est le gaz ainsi dégagé qui est ionisé par choc par les électrons émis par le filament. Les nouveaux électrons ainsi formés viennent s'ajouter à l'émission

thermoionique et augmentent le courant filament plaque, tandis que les ions positifs sont captés par la grille. Ce qui indique bien que c'est aux traces de gaz contenus dans l'ampoule qu'il faut attribuer ces modifications des caractéristiques, ce sont les faits suivants : Si on éteint la lampe pendant un temps suffisant (de l'ordre de la minute) pour permettre à la plaque et à la grille de refroidir, et si on recommence les expériences, on obtient les courbes 2 de la figure 4. Pour obtenir de nouveau la courbe 1, il faut laisser la lampe éteinte assez longtemps et même la faire fonctionner un certain temps à régime réduit pour permettre au gaz dégagé d'être absorbé de nouveau par l'ampoule et par la plaque. Ceci nous semble devoir

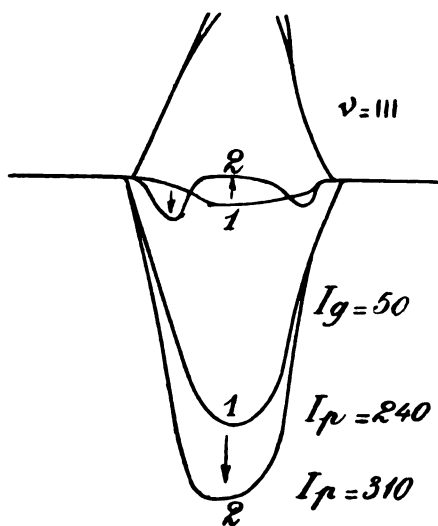


Fig. 4.

écarter l'hypothèse qu'on pourrait faire pour expliquer les phénomènes constatés d'une émission d'électrons par la grille portée à la température du rouge.

Quoi qu'il en soit, il est un fait expérimental, c'est que dans les lampes d'émission telles qu'on les réalise industriellement à l'heure actuelle, la résistance filament grille se comporte dans certaines régions comme une résistance négative.

Il peut en résulter certaines conséquences curieuses lorsqu'on utilise des lampes.

L'une d'elles est illustrée par la figure 5.

L'oscillogramme représenté par cette figure a été relevé dans les

conditions habituelles, mais le transformateur utilisé pour alimenter la plaque était un petit transformateur à fréquence musicale qu'on faisait fonctionner à 42 périodes. En outre, une bobine de self-induction était intercalée sur sa primaire. On voit que les deux alternances de la tension grille sont réellement dissymétriques et qu'au moment où la résistance filament grille devient négative, il se produit une surtension aux bornes du transformateur.

Il est possible que sur les postes d'émission, cette existence d'une

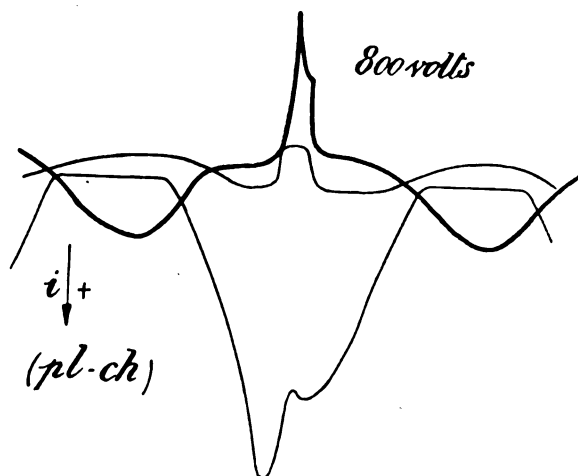


Fig. 5.

fraction de période pendant laquelle la résistance filament grille est négative modifie le fonctionnement de la lampe.

Il existe une autre cause qui peut faire différer le fonctionnement pratique du fonctionnement théorique.

Il est possible en partant d'un des oscillogrammes relevés de tracer la caractéristique tension grille courant plaque.

La figure 6 représente une des caractéristiques ainsi obtenues en partant de l'oscillogramme de la figure 2.

On voit que la caractéristique n'est pas réversible. Il y a une sorte d'hystérésis qui a pour conséquence d'introduire des harmoniques dans le courant plaque, et en même temps d'introduire un décalage entre la tension grille et l'harmonique fondamentale du courant-plaque.

Ainsi, dans le cas de la figure 6, ce décalage est de 3 degrés. Cette valeur n'est pas très élevée, mais il importe de remarquer que les expériences ont été faites avec une fréquence de 42 cycles par seconde.

Il est probable que si cette hystérésis ou plutôt cette viscosité est due au fait que les molécules émises n'ont pas le temps de se recombiner pendant une période, cette action serait beaucoup plus marquée avec une fréquence plus élevée, et qu'avec les fréquences de la radiotélégraphie, les décalages entre la tension grille et le courant-plaque

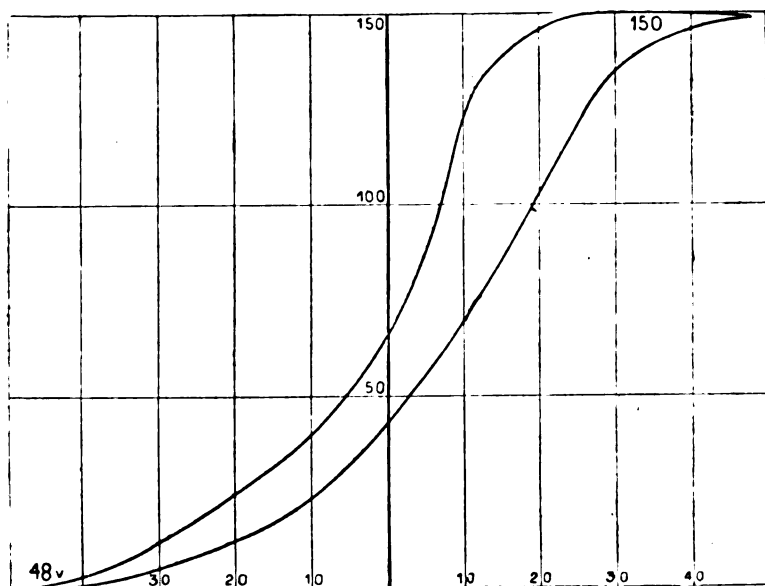


Fig. 6.

auraient des valeurs plus considérables, susceptibles de modifier dans une large mesure le diagramme vectoriel de la lampe fonctionnant comme générateur.

La conclusion de ce travail est donc que les moindres traces de gaz dans les lampes d'émission, et malheureusement il semble difficile de les éviter, doivent rendre le fonctionnement de ces lampes notablement différent de celui auquel conduisaient les considérations théoriques classiques.

R. JOUAUST.

*Laboratoire de l'Établissement central
de la Radiotélégraphie militaire.*

ÉTALONNAGE DES CAPACITÉS EN VALEUR ABSOLUE AU MOYEN DES CIRCUITS A ONDES ENTRETENUES.

Les mesures de capacité en haute fréquence se font, soit par la méthode dite de « substitution », soit par la méthode dite « par différence ».

Un circuit oscillant comprend une self-induction ℓ et une capacité C (fig. 1); il est donc réglé pour une longueur d'onde λ . Remplaçons la capacité C par la capacité C' telle que le circuit vibre encore pour la même longueur d'onde λ ; on aura $C = C'$, d'où la valeur de C

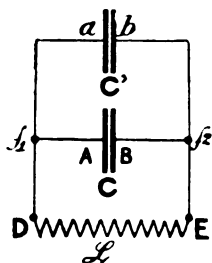


Fig. 1.

si C' est connue. Telle est la méthode de substitution. On suppose implicitement applicable la formule de Thomson $T = 2\pi\sqrt{\ell C}$ où T désigne la période; nous emploierons de préférence la formule $\lambda = 2\pi\sqrt{\ell C}$ en ayant soin de compter λ en centimètres, ℓ en unités électromagnétiques CGS et C en unités électrostatiques CGS.

Désignons par λ_0 la longueur d'onde propre ou longueur d'onde fondamentale du circuit ADEB (c'est la longueur d'onde sur laquelle est accordé le circuit lorsqu'on supprime le condensateur AB, la capacité se réduisant alors à celle des fils ADEB); soit de même λ'_0 la longueur d'onde fondamentale du circuit aDEb; nous verrons ultérieurement que la formule de Thomson n'est applicable que si λ est grand devant λ_0 et λ'_0 . Pour qu'il en soit ainsi, il est évidemment nécessaire que C et par conséquent C' soient grands, de façon que le circuit ne vibre pas à la façon d'une antenne. La méthode suppose encore que les fils de connexion f_1a et f_1b ainsi que les condensateurs C et C' constituent des lignes dépourvues de self-induction. Si les capacités sont faibles, non seulement λ se rapproche de λ_0 ou λ'_0 , mais la self des deux circuits étant différente, on ne peut dire que $C = C'$, la méthode perd toute précision. En résumé, on ne peut l'appliquer qu'à la mesure de capacités relativement grandes, de l'ordre de 1 000 UES par exemple.

Supposons maintenant les deux capacités C et C' montées en parallèle et variables l'une et l'autre; supposons encore que l'une au moins de ces capacités, C par exemple, soit suffisamment grande

pour que la longueur d'onde λ sur laquelle est accordé le circuit soit très différente de λ_0 . Dans ces conditions, on peut appliquer la formule de Thomson

$$\lambda = 2\pi\sqrt{L'(C + C')}.$$

Augmentons la capacité C d'une quantité C_1 , il faudra pour maintenir le circuit accordé sur la même longueur d'onde, diminuer C' d'une quantité C'_1 et on aura

$$\lambda = 2\pi\sqrt{L'[(C + C_1) + (C' - C'_1)]}$$

d'où $C_1 = C'_1$; tel est le principe de la méthode par différence, qui est couramment employée.

Cette méthode présente deux avantages sur la précédente : 1° Au cours d'une mesure on ne modifie pas la longueur des fils du circuit; 2° la capacité C' peut être faible sans que la longueur d'onde utilisée λ se rapproche de λ_0 puisque la capacité C est grande. Or, si on veut

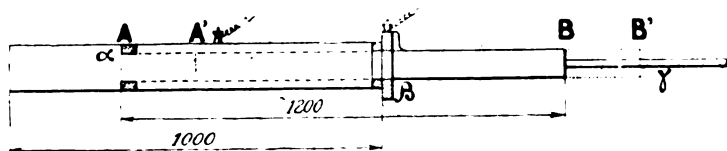


Fig. 2.

faire une mesure de capacité en valeur absolue, la capacité C' sera nécessairement assez petite; en effet, en première approximation, quelle que soit la forme de condensateur on aura $C' = \frac{S}{4\pi e}$, S étant la surface des armatures et e leur distance, et il faudra prendre une valeur de e suffisamment grande pour que l'erreur relative commise sur sa mesure ne soit pas trop considérable.

En fait, le condensateur utilisé est de forme cylindrique et ses constantes sont les suivantes :

Longueur de l'armature externe 1 m.

Longueur de l'armature interne 1 m 20.

Diamètre intérieur de l'armature externe $2 R_2 = 38.88$ millimètres.

Diamètre extérieur de l'armature interne $2 R_1 = 31.58$ millimètres.

Ces deux diamètres sont connus à $\frac{1}{50}$ de millimètre près ⁽¹⁾.

La capacité unitaire c , c'est-à-dire celle qui correspond à un centimètre de longueur des deux armatures est :

⁽¹⁾ Nous verrons ultérieurement comment on peut mesurer directement avec précision le rapport $\frac{R_2}{R_1}$.

$$c = \frac{1}{2 \log \frac{R_2}{R_1}} = 2.386 \text{ unités électrostatiques CGS } (^1).$$

On conçoit qu'avec cette forme de condensateur il n'y ait pas lieu de tenir compte de la correction des bouts lorsqu'on utilise la méthode par différence; en effet, au début d'une expérience, l'armature interne est dans la position AB; à la fin, elle est dans la position A'B', la variation de capacité est donc

$$C_1 = \frac{AA'}{2 \log \frac{R_2}{R_1}}$$

Nous verrons d'ailleurs plus loin comment l'expérience peut justifier cette hypothèse que les bouts n'interviennent pratiquement pas.

Intervalle de longueurs d'ondes dans lequel les méthodes précédentes peuvent être utilisées. — Nous avons déjà dit, et c'est un fait bien connu, que, pour que la formule de Thomson soit applicable, il est nécessaire que la longueur d'onde λ soit grande devant la longueur d'onde propre λ_0 du circuit. On peut se rendre exactement compte des phénomènes en appliquant l'équation des radiotélégraphistes.

Considérons un circuit parfaitement symétrique oBB'. Désignons par c et l la capacité et la self unitaires, par C la capacité du condensateur. Nous supposons, ce qui est le cas des circuits utilisés, la résistance négligeable.

Si i et v sont le courant et le potentiel au point M d'abscisse x comptée à partir de o et à l'instant t on a :

$$(1) \quad l \frac{\partial i}{\partial t} = - \frac{\partial v}{\partial x} \quad \text{et} \quad (2) \quad - \frac{\partial i}{\partial x} = c \frac{\partial v}{\partial t}$$

d'où l'on tire

$$(3) \quad lc \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} = \frac{\partial^2 v}{\partial x^2}$$

(¹) Cette formule établie en électrostatique est encore valable en régime variable lorsque les dimensions du condensateur sont faibles devant la longueur d'onde. C'est ainsi qu'en appliquant les équations de Maxwell on trouve que la capacité d'un condensateur plan formé de deux disques de rayon a pour valeur très sensiblement

$$C = \frac{S}{4\pi e} \left[1 - \frac{\pi^2 a^4}{\lambda^2} \right]$$

Pour un grand condensateur ayant un diamètre de 2 mètres et pour $\lambda = 1000$ mètres on aurait :

$$C = \frac{S}{4\pi e} \left[1 - 10^{-5} \right].$$

(équation des radiotélégraphistes) qui exprime que la vitesse de propagation u a pour valeur :

$$(4) \quad u = \frac{1}{\sqrt{lc}}$$

Nous admettons, comme l'a fait M. Mesny dans son étude de la résistance d'un circuit oscillant, que la répartition du courant est sinusoïdale, c'est-à-dire qu'on peut poser :

$$(5) \quad r = V \sin \omega t,$$

V étant une fonction sinusoïdale de x . L'équation (3) donne

$$(6) \quad \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = -lc \omega^2 V$$

ce qui revient à dire que $V = A \sin \omega \sqrt{lc} x$ le potentiel du point o , constant par raison de symétrie étant pris pour origine et A étant une constante.

L'équation (1) devient

$$l \frac{\partial i}{\partial t} = -\omega \sqrt{lc} A \cos \omega \sqrt{lc} x \sin \omega t$$

d'où

$$i = A \sqrt{\frac{c}{l}} \cos \omega \sqrt{lc} x \cos \omega t$$

et si on pose $I_0 = A \sqrt{\frac{c}{l}}$ il vient finalement :

$$(7) \quad i = I_0 \cos \omega \sqrt{lc} x \cos \omega t = I \cos \omega t.$$

$$(8) \quad r = I_0 \sqrt{\frac{c}{l}} \sin \omega \sqrt{lc} x \sin \omega t = V \sin \omega t.$$

Désignons maintenant par q la charge instantanée du condensateur C , par v_b et $v_{b'}$ les potentiels des points B et B' on a :

$$q = C (v_b - v_{b'}) = 2C v_b \text{ puisque } v_{b'} = -v_b$$

Le courant maximum en B est :

$$I_b = \frac{\partial q_b}{\partial t} = 2C \frac{\partial v_b}{\partial t} = 2C \omega V_b$$

V_b étant le potentiel maximum du point B .

$$\frac{V_b}{I_b} = \frac{1}{2C\omega} = \frac{T}{4\pi C} = \frac{\lambda \sqrt{lc}}{4\pi C}$$

T étant la période reliée à u par la formule $\lambda = uT = \frac{T}{\sqrt{lc}}$.

Posons $OB' = OB = L$. Par application des formules (7) et (8) on a :



Fig. 3.

$$\frac{V_b}{I_b} = \sqrt{\frac{l}{c}} \operatorname{tg} \omega \sqrt{lc} L = \frac{\lambda \sqrt{lc}}{4\pi C}$$

$$\text{et comme } \omega \sqrt{lc} L = \frac{2\pi}{T} \sqrt{lc} L = \frac{2\pi L}{\lambda}$$

on a finalement

$$(10) \quad \frac{2\pi}{\lambda} \operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda} = \frac{c}{2C}$$

Application de la formule (10). — Soit un premier circuit oscillant $C \alpha \alpha_1$ de longueur $2L$. (Les interrupteurs $\alpha \alpha_1$ sont fermés et les interrupteurs $\alpha' \alpha'_1$ ouverts). Si on supprime le condensateur C , le circuit a une longueur d'onde propre $\lambda_0 = 4L$ puisqu'il y a des nœuds d'intensité en $\alpha \alpha_1$ et un ventre en O . Ouvrons les interrupteurs $\alpha \alpha_1$, fermons $\alpha' \alpha'_1$ et supprimons C' , le nouveau circuit a une longueur $2L'$ et une longueur d'onde propre

$$\lambda'_0 = 4L'.$$

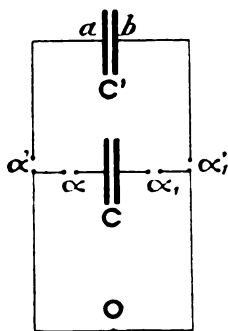


Fig. 4.

Supposons les deux capacités C et C' choisies de telle sorte que les deux circuits, munis de leurs capacités vibrent pour la même longueur d'onde λ , on aura par application de la formule (10)

$$C = \frac{\lambda c}{4\pi} \frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda}} \quad \text{et} \quad C' = \frac{\lambda c}{4\pi} \frac{1}{\operatorname{tg} \frac{\pi \lambda'_0}{2 \lambda}}$$

Divisons membre à membre il vient :

$$(11) \quad C' = C \frac{\operatorname{tg} \frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda}}{\operatorname{tg} \frac{\pi \lambda'_0}{2 \lambda}}$$

1^{er} cas. — λ est grand devant λ_0 et λ'_0 , on peut confondre les arcs et les tangentes et on a :

$$C' = C \frac{\lambda_0}{\lambda'_0} = C \frac{L}{L'}$$

Nous verrons que, dans ce cas, la formule de Thomson est applicable. On remarquera toutefois que, dans l'application de la méthode de substitution pour la mesure des capacités, on n'a pas $C = C'$ à moins que L ne soit très voisin de L' . En tout cas, la formule donne le facteur de correction.

2^e cas. — λ est voisin de λ_0 , alors C' tend vers l'infini, ce qui revient à dire que pour que le circuit $O \alpha' C' \alpha'_1 O$ soit accordé sur la longueur d'onde λ , il faut supprimer le condensateur C' en mettant

les deux points a et b en court-circuit. Il y aurait alors des ventres d'intensité en O et a, b , des nœuds en x' et x_1 .

3^e cas. — λ est voisin de λ_0 et C' tend vers zéro, il y a des nœuds d'intensité en a et b , le circuit vibre comme une antenne en demi-onde.

En définitive, la valeur de C' telle que le second circuit $OC'O$ soit accordé sur la même longueur d'onde λ que le premier OCO , peut prendre toutes les valeurs possibles entre zéro et l'infini lorsque λ est voisin de λ_0 ou de λ_0 .

Remarque. — Dans ce qui précède, on a supposé que la capacité unitaire C était indépendante des longueurs L et L' . Cependant, il résulte d'expériences de M. Mesny (Notice 2679 de l'E. C. M. R.) que le produit Lc reste à peu près constant. Multiplions les deux membres de la formule (10) par L il vient :

$$\frac{2\pi L}{\lambda} \operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda} = \frac{Lc}{2C} \operatorname{et} \frac{2\pi L'}{\lambda} \operatorname{tg} \frac{2\pi L'}{\lambda} = \frac{L'c'}{2C'}$$

et comme $Lc = L'c'$ on aura

$$C' = C \frac{\lambda_0}{\lambda'} \frac{\operatorname{tg} \frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda}}{\operatorname{tg} \frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda'}}$$

et les conclusions précédentes restent les mêmes.

Transformation de la formule (10) lorsque λ est grand devant λ_0 .

— La formule (10) donne

$$C = \frac{\lambda Lc}{4\pi L \operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda}} = \frac{\lambda Lc}{\pi \lambda_0 \operatorname{tg} \frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda}}$$

puisque $4L = \lambda_0$.

Si λ_0 est petit devant λ on peut confondre la tangente et l'arc

$$(12) \quad C = \frac{Lc}{\pi \frac{\lambda_0}{\lambda} \left(\frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda} \right)}$$

Or, l'intensité i est donnée par la formule (7), si on supprime le condensateur, le circuit vibre sur sa fondamentale on a $x = L$ et ω prend une valeur ω_0 , il y a un nœud de courant à l'extrémité du circuit

$$i = 0 = \cos \omega_0 \sqrt{Lc} L \quad \text{et} \quad \omega_0 \sqrt{Lc} L = \frac{\pi}{2}$$

d'où :

$$c = \frac{\pi^2}{4\omega_0^2 L^2} \quad Lc = \frac{\pi^2}{4\omega_0^2 L} = \frac{\pi^2}{2\omega_0^2 l}$$

L étant la self totale du circuit, c'est-à-dire que $2/L = l$.

Reportons la valeur de L_c dans la formule (11) $C = \frac{\lambda^2}{\omega_0^2 L^2 \lambda_0^2}$
 mais $\lambda = u T$ $\lambda_0 = u T_0$ $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ d'où $C = \frac{u^2 T^2}{L^2 \frac{4\pi^2}{T_0^2} u^2 T_0^2}$

c'est-à-dire finalement $T = 2\pi \sqrt{LC}$.

Vérification expérimentale de la formule (12)

$$C' = C \frac{\operatorname{tg} \frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda}}{\operatorname{tg} \frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda}}$$

Un circuit oscillant comprend une self L et trois capacités γ , C et C' . Les capacités γ et C , puis γ et C' sont successivement montées en parallèle. Au moyen de la capacité γ on peut faire varier la longueur d'onde de 300 à 1500 mètres. La capacité C est constante et on cherche la valeur de C' qui équilibre C pour chaque longueur

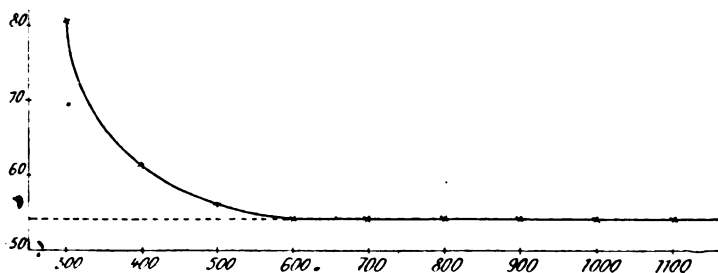


Fig. 5.

d'onde. C' est constituée par un condensateur cylindrique variable à air. Dans le tableau suivant, on a indiqué pour chaque valeur de λ la longueur du condensateur cylindrique équilibrant la capacité C .

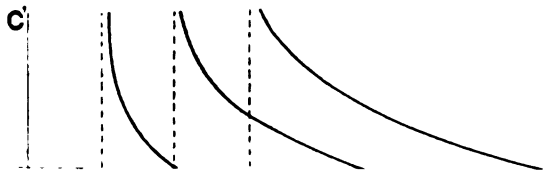
λ	C'	λ	C'
300 m	81 c/m	700 m	54 c/m
400 —	61 —		...
500 —	56 —		...
600 —	54 —	1100 —	54 —

La longueur d'onde fondamentale de la bobine utilisée était de l'ordre de 200 mètres. On voit qu'à partir de $\lambda = 600$ m, c'est-à-dire pour une longueur d'onde égale à trois fois la longueur d'onde propre C' est constant.

On trouve de même qu'avec une bobine de vingt tours de fil alors que la précédente en avait deux cents (diamètre 43 mm) et dont la longueur d'onde fondamentale est un peu inférieure à 50 mètres, toute anomalie disparaît à partir de $\lambda = 150$ m. Bref, si on mesure une même capacité C faisant successivement partie de trois circuits

oscillants comprenant des selfs L_1, L_2, L_3 de plus en plus grandes, si on porte les valeurs de λ en abscisses et de C' en ordonnées, on obtient les courbes figurées; $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ désignent les longueurs d'onde fondamentales de chaque bobine.

Influence de la self-induction du circuit comprenant le condensateur C' . — Nous supposons maintenant que la longueur d'onde utilisée est supérieure au triple de la longueur d'onde propre et qu'on



ERRATA

La figure 7 (page 81) doit être remplacée par la figure ci-contre.

En outre, faire dans l'article de M. Bedeau les corrections suivants :

Page 79, ligne 8 au lieu de rendre, lire : prendre.

— — II — unitaire C , — unitaire c .

Page 83, ligne 12 au lieu de 10^3 , lire 10.

Page 89, au lieu de $x_2 = 258$ mm, lire $x_2 = 253$ mm.

Désignons par i_1, i_2, I , les intensités à un instant donné dans les branches du circuit complexe figuré, par V et v les différences de potentiel entre A et B d'une part, a et b de l'autre. On aura, en supposant les résistances négligeables,

$$V = L \frac{dI}{dt} \quad v = V + L' \frac{di_2}{dt} \quad i_1 = -C \frac{dV}{dt}$$

$$i_2 = -C' \frac{dv}{dt} \quad I = i_1 + i_2$$

En éliminant I, i_1, i_2, v entre ces cinq équations, il vient

$$\frac{d^4 V}{dt^4} + A \frac{d^2 V}{dt^2} + B V = 0$$

en posant

$$A = \frac{L}{L' C} + \frac{L}{L' C} + \frac{L}{L' C} \quad \text{et} \quad B = \frac{L}{L' C} \frac{1}{L' C}$$

L'équation caractéristique est bicarrée comme on pouvait le

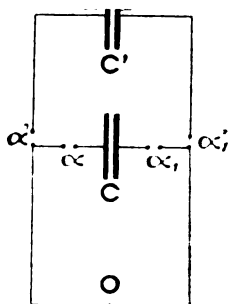
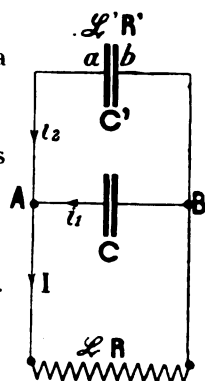


Fig. 7.

prévoir puisque les résistances ayant été négligées, il n'y aura pas d'amortissement.

Tout se passe comme si le circuit était le siège de deux oscillations de longueurs d'onde λ_1 et λ_2 , les pulsations correspondantes ω_1 et ω_2 ayant pour valeur

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{A - \sqrt{A^2 - 4B}} \text{ et } \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{A + \sqrt{A^2 - 4B}}$$

Dans le cas considéré ε' et C' sont petits devant ε et C (les ordres de grandeur sont les suivants : $\varepsilon = \frac{10^6}{4}$ U E M $\varepsilon' = 50$ U E M $C = 1000$ U E S $C' = 100$ U E S). B est petit devant A ; on peut poser

$$(A^2 - 4B)^{\frac{1}{2}} = A - \frac{2B}{A}$$

d'où
$$\omega_1 = \sqrt{\frac{B}{A}} \text{ et } \omega_2 = \sqrt{A - \frac{B}{A}} = \text{sensiblement } \sqrt{A}$$

Finalement
$$\lambda_1 = 2\pi \sqrt{\frac{A}{B}} = 2\pi \sqrt{\varepsilon(C+C') + \varepsilon' C'}$$

et
$$\lambda_2 = 2\pi \sqrt{\varepsilon' \Gamma}$$

 Γ étant la capacité donnée par la formule

$$\frac{1}{\Gamma} = \frac{1}{C} + \frac{1}{C'}$$

Les longueurs d'onde λ_1 et λ_2 étant très différentes, on pourra, lors de la détection, avoir des résonances très aiguës. Dans l'exemple choisi λ_1 , est de l'ordre du kilomètre et λ_2 n'a que quelques mètres.

Si on tient compte des résistances R et R' des circuits, les deux premières équations deviennent :

$$V = RI + \varepsilon \frac{dI}{dt} \quad r = V + R' i_2 + \varepsilon' \frac{d i_2}{dt}$$

Éliminons I , i_1 , i_2 entre les cinq équations, on arrive au système :

$$\varepsilon C \frac{d^2 V}{dt^2} + \varepsilon C' \frac{d^2 v}{dt^2} + RC \frac{dV}{dt} + RC' \frac{dv}{dt} + V = 0$$

$$\varepsilon' C' \frac{d^2 v}{dt^2} + R' C' \frac{dv}{dt} + r - V = 0.$$

On trouve facilement les valeurs approchées des pulsations en posant (*) :

$$V = V_0 e^{i\omega t} \text{ et } v = v_0 e^{i\omega t}$$

(*) Cette approximation revient à négliger les coefficients de $\frac{d^2 v}{dt^2}$ et de $\frac{dv}{dt}$ dans l'équation différentielle du quatrième ordre à laquelle on est conduit lorsque l'on élimine V .

éliminant v_0 entre les deux équations on arrive à l'expression

$$V_0 \left[(1 - r^2 C \omega^2) + i R C \omega + \frac{i R C' \omega - r^2 C' \omega^2}{1 - r^2 C' \omega^2 + i R' C' \omega} \right] = 0.$$

Égalant à zéro la partie réelle il vient :

$$\omega^4 - \omega^2 \left[\frac{1}{r^2 C'} + \frac{1}{r^2 C} + \frac{1}{r^2 C} + \frac{R R'}{r^2 C} \right] + \frac{1}{r^2 C' R R'} = 0.$$

Finalement, la période la plus grande, la seule qui nous intéresse, est donnée par la formule

$$T = 2\pi \sqrt{r^2(C + C') + r^2 C' + R R' C C'}$$

Pour le circuit utilisé, on a les ordres de grandeur suivants en utilisant les unités du système pratique :

$$\begin{aligned} r^2(C + C') &= \frac{1}{3^2 \cdot 10^{11}} \frac{1}{4} \\ r^2 C' &= \frac{1}{3^2 \cdot 10^{11}} \cdot 5 \cdot 10^{-6} \\ R R' C C' &= \left(\frac{1}{3^2 \cdot 10^{11}} \right)^2 10^8 \end{aligned}$$

On voit qu'on pourra considérer le terme contenant les résistances comme tout à fait négligeable.

Formule donnant la valeur de la capacité dans l'application de la méthode « par différence ». — La self r et les capacités C et C' étant choisies de telle sorte que la plus grande longueur d'onde ait pour valeur

$$\lambda = 2\pi \sqrt{r^2(C + C') + r^2 C'}$$

augmentons la capacité C de la quantité C_1 qu'il s'agit de mesurer. Pour que le circuit vibre encore pour la même longueur d'onde, il faudra diminuer C' d'une quantité C'_1 ; du fait même, la self r est diminuée elle prend la nouvelle valeur $r' - r'_1$ et on aura :

$$\lambda = 2\pi \sqrt{r^2(C + C_1 + C' - C'_1) + (r' - r'_1)(C' - C'_1)}$$

Égalant les deux valeurs de λ , il vient :

$$C_1 = C' + \frac{r' C'_1}{r} + \frac{r'_1}{r} (C' - C'_1)$$

au lieu de $C' = C'_1$.

Les fils de connexion réunissant les condensateurs C et C' étant très courts, les selfs r et r'_1 se réduisent à celles du condensateur cylindrique. Désignons comme précédemment par c et l la capacité et la self unitaires et soit L la longueur du condensateur cylindrique au début de l'expérience (II, fig. 11), soit X la variation de longueur correspondant à C'_1 , on aura :

$$r' = L l \quad r'_1 = X l \quad C' = L c \quad C'_1 = X c$$

et

$$C_1 = X c + \frac{L X l c}{r} + \frac{X (L - X) l c}{r}$$

Potier ⁽¹⁾ a donné une élégante démonstration de ce fait que le produit $lc=1$ pour un condensateur cylindrique et pour des courants superficiels ce qui est précisément le cas en haute fréquence (l doit être compté en U. E. M. et c en U. F. S.). On a donc finalement

$$C_1 = Xc + \frac{2LX}{F} - \frac{X^2}{F}$$

Dans les expériences faites à l'Établissement Central de la Radiotélégraphie militaire, pour l'étalonnage du condensateur numéroté P. 110 bis, on avait

$$L = 95 \text{ cm} \quad X = 55 \text{ cm} \quad F = \frac{10^8}{378} \text{ U. E. M.} \quad c = 2,386$$

d'où

$$C_1 = 131,23 + 0,028.$$

Dispositif expérimental. — Le plus généralement, dans les mesures de capacités, les ondes sont engendrées dans le circuit contenant la self r et les condensateurs C et C' (circuit II) par un

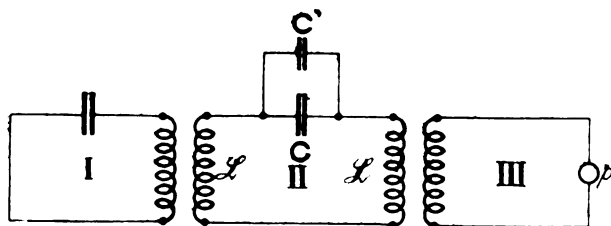


Fig. 8.

circuit générateur oscillant (circuit I). Un circuit de réception (circuit III) contenant un appareil détecteur quelconque p permet de constater que les circuits sont en résonance. C'est le dispositif classique des contrôleurs d'ondes, c'est celui qu'a utilisé récemment M. Jezewski pour la mesure des constantes diélectriques ⁽²⁾. Naturellement le circuit I est parcouru par des ondes entretenues au moyen d'une lampe à trois électrodes, de façon que les résonances soient aiguës.

Un autre procédé consiste à utiliser les battements d'hétérodyne. Deux circuits à ondes entretenues et ne réagissant pas l'un sur l'autre agissent par induction sur un troisième circuit renfermant le système d'observation qui peut être réduit à un détecteur et un téléphone. Cette méthode d'observation permet d'accorder deux oscillations avec une précision presque illimitée et elle donne le moyen

⁽¹⁾ *C. R.*, t. CXVIII, p. 1034, 1894.

⁽²⁾ *Journal de Physique*, août 1922, p. 238.

de faire toutes les mesures avec une exactitude extrême ⁽¹⁾. C est une variante de ce dispositif qui a été adoptée.

Deux circuits oscillants A_1 et A_2 sont parcourus par les ondes entretenues. Le premier A_1 comprend une self $\tilde{L}$ et les deux capacités C et C' montées en parallèle. La capacité C est celle qu'il s'agit d'étalonner, elle est constituée par un condensateur variable à air, du type ordinaire à secteurs. La capacité C' est calculable; elle est constituée par le condensateur cylindrique décrit précédemment. Le

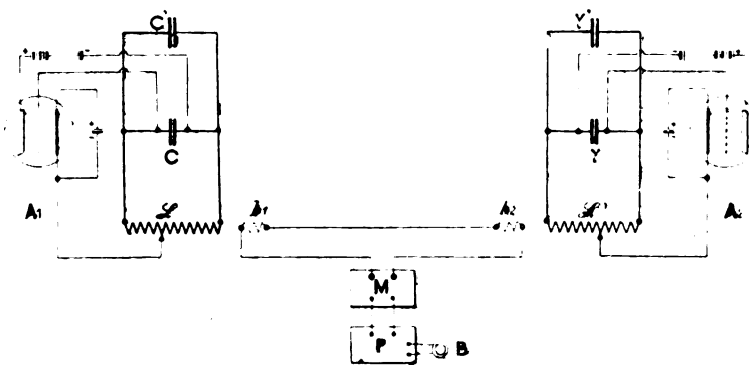


Fig. 9.

circuit A_2 est monté d'une façon analogue, le condensateur γ est sensiblement identique au condensateur C' et γ est un condensateur cylindrique de très faible capacité; un déplacement de 1 centimètre de l'une de ses armatures correspond à une variation de capacité inférieure à une unité électrostatique C G S.

Le circuit de réception comprend deux bobines b_1 et b_2 couplées très lâchement avec les deux selfs L et $\tilde{L}$; ces deux bobines comprenant chacune quatre ou cinq tours de fil (diamètre des spires 6 centimètres) sont montées en série et connectées aux bornes d'un contrôleur d'ondes M. La détection se fait par galène et on amplifie avec un amplificateur du type 3^{ter} de la Radiotélégraphie militaire.

Désignons par n la fréquence de la source A_1 ; si cette source fonctionne seule, on ne percevra aucun son au téléphone B, car la longueur d'onde utilisée étant d'environ 1 000 mètres, n est de l'ordre $3 \cdot 10^5$. Si $n + m$ est la fréquence de la source A_2 , on entendra au téléphone le son résultant de fréquence m , lorsque m est d'ordre musical; on entendra des battements si m est très petit enfin, il y aura le silence si les fréquences de A_1 et A_2 sont rigoureusement

⁽¹⁾ Cours de M. Armagnat, *Radiotélégraphie militaire*, p. 12.

égales. On réalisera aisément cette égalité en faisant varier γ puis γ' .

Pour que les phénomènes se produisent dans l'ordre indiqué, c'est-à-dire pour qu'au téléphone on entende, lorsqu'on fait varier γ et γ' , des sons aigus, puis des sons graves, puis des battements, il est indispensable que les deux bobines b_1 et b_2 soient couplées très lâchement avec ε et ε' . S'il n'en était pas ainsi, on entendrait des sons aigus, puis, brusquement, se produirait une période de silence, il n'y aurait ni sons graves, ni battements. Ce phénomène, observé depuis longtemps, a été étudié en détails par M. Mercier ⁽¹⁾, il a reconnu que lorsque deux oscillations ont un couplage serré il y a « accrochage ». Il existe toute une plage de synchronisation dans laquelle les oscillateurs sont rigoureusement à la même fréquence et cette plage est d'autant plus étendue que le couplage est plus serré.

D'autre part, lorsqu'on entend les battements au téléphone, les deux circuits peuvent n'être pas accordés sur la même longueur d'onde, les battements pouvant être produits par des harmoniques. Dans la pratique, ceci est assez facile à reconnaître : il faut des variations de γ beaucoup plus petites que dans le cas des ondes fondamentales pour produire toute la succession des sons aigus, graves, etc. ⁽²⁾, de plus, l'intensité du son résultant est généralement beaucoup moins grande. D'ailleurs, avec le dispositif de réception utilisé on supprime toute ambiguïté en opérant de la façon suivante : on fait fonctionner le circuit A_1 seul ainsi que le circuit de choc du contrôleur, et on fait varier la capacité du circuit étaloné de ce dernier appareil. Au moment de la résonance, le son du vibreur est sensiblement renforcé, le contrôleur est alors réglé sur une longueur d'onde très voisine de celle de A_1 . On fait ensuite fonctionner A_2 seul, et on agit sur γ jusqu'à entendre à nouveau le renfor-

⁽¹⁾ C. R., 13 février 1922.

⁽²⁾ Supposons les deux circuits de A_1 et A_2 accordés sur la même longueur d'onde et soit Δn le plus petit nombre de vibrations perceptible au téléphone; pour produire le son résultant de fréquence Δn , il faudra faire varier la capacité de l'un des circuits d'une quantité ΔC . Appliquant la formule de Thomson $\frac{1}{n} = 2\pi\sqrt{LC}$ il vient $\Delta C = 2C \frac{\Delta n}{n}$ ou encore $\Delta C = \frac{1}{2\pi^2 L} \frac{\Delta n}{n^3}$. On voit que pour une self-induction L constante, ce qui est le cas des expériences, la variation de capacité produisant un même son résultant varie en raison inverse du cube de la fréquence.

La méthode utilisée est évidemment d'autant plus précise que la « plage » de silence est plus étroite, il faudra donc, pour une capacité donnée, utiliser la self la plus petite possible. On ne peut cependant pas aller très loin dans cette voie car : 1° la condition d'entretien des oscillations pourrait n'être pas satisfaite; 2° l'expérience montre que pour une self trop petite, le régime devient instable : la méthode n'est plus fidèle.

cement, on arrête le vibreur du contrôleur, on fait fonctionner les deux circuits A_1 et A_2 simultanément et on achève le réglage en agissant sur γ' .

Les deux circuits étant rigoureusement accordés sur la même longueur d'onde on augmente la capacité C d'une quantité C_1 ; on rétablit le silence au téléphone en diminuant C' d'une quantité C'_1 et on a en définitive la valeur de C_1 par une méthode de double pesée.

Étalonnage du condensateur P. 110 bis. — Le curseur du condensateur variable C qu'il s'agit d'étalonner est placé aussi exactement que possible devant la division 60; la capacité est telle qu'avec la self utilisée la longueur d'onde correspondante λ_1 est d'environ 1 000 mètres. La longueur d'onde propre du circuit est inférieure à 200 mètres, on est donc dans les limites où la formule de Thomson est applicable ⁽¹⁾. Le circuit A_2 étant mis en résonance avec A_1 , on amène le curseur à la division 70. En fait, on commet des erreurs de lecture sur les divisions 60 et 70 et comme la capacité mesurée est d'environ 120 U E S on perd beaucoup de précision. On se contentera alors d'amener le curseur de la division 60 repérée aussi bien que possible jusque vers la division 70; on effectuera les déplacements toujours dans le même sens et alors même que la division 70 eut été nettement dépassée, on ne reviendra pas en arrière de façon à n'avoir pas à tenir compte du temps perdu de la vis tangente entraînant le curseur. Pour rétablir la résonance, il faudra sortir l'armature interne du condensateur cylindrique d'une longueur X_1 que l'on mesure. Ceci fait, on replace l'armature interne dans sa position primitive et agissant sur les capacités γ et γ' du circuit A_2 on rétablit la résonance pour une longueur d'onde $\lambda_2 > \lambda_1$; le curseur est alors amené au voisinage de la division 80, on rétablit la résonance en sortant l'armature interne de C' d'une longueur X_2 ... et ainsi de suite

(¹) L'expérience montre qu'avec les bobines utilisées et le dispositif classique d'entretien de la figure 9 on peut encore amorcer les ondes, en supprimant les condensateurs C et C' ; on a alors le schéma de la figure 10. La capacité se réduit à celle de la bobine et à la capacité grille-plaque, laquelle est de l'ordre de quelque cent millièmes de microfarads. On obtient ainsi par excès une valeur approchée de la longueur d'onde propre de la bobine. Si cette longueur d'onde est inférieure à 100 mètres, on modifiera aisément les contrôleurs d'ondes étalonnés pour les longueurs d'ondes supérieures à 100 m en plaçant une petite self aux bornes du condensateur du contrôleur. Avec une self égale à $1,3 \cdot 10^{-6}$ henrys on pourra mesurer des longueurs d'onde de l'ordre de 20 mètres. Ce dispositif extrêmement commode puisqu'il permet de conserver sans modifications les autres circuits du contrôleur, circuits de choc, de réception... m'a été indiqué par M. Mesny.

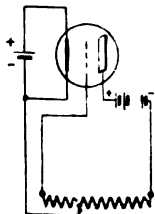


Fig. 10.

de proche en proche jusqu'à la division 120, cette dernière division étant repérée avec tout le soin possible. Les erreurs de lectures ne portent donc plus que sur les divisions 60 et 120.

La capacité C_1 du condensateur à étalonner est alors donnée par la formule :

$$C_1 = c (X_1 + X_2 + \dots + X_6) \left(1 + \frac{\kappa' - \kappa'_1}{\kappa^2} \right) + \frac{\kappa'_1}{\kappa^2} C'.$$

En fait, la valeur de L'_1 n'est pas constante pour chacune des six mesures puisque $L'_1 = Xl$, mais les différences sont extrêmement faibles.

Voici les résultats de deux séries d'expériences :

	Première série	Seconde série
X_1	56 ^{cm} , 95	59 ^{cm} , 25
X_2	57 ^{cm} , 15	58 ^{cm} , 90
X_3	61 ^{cm} , 95	57 ^{cm} , 75
X_4	56 ^{cm} , 30	55 ^{cm} , 85
X_5	56 ^{cm} , 10	56 ^{cm} , 90
X_6	55 ^{cm} , 85	55 ^{cm} , 75

La somme des longueurs pour la première série est 344 cm. 3 et 344 cm. 4 pour la seconde. La valeur de c , capacité unitaire, étant 2,386 on a $C(X_1 + X_2 + \dots + X_6) = 821,62$ et $C_1 = 821,63$.

Discussion. — Nous supposons dans ce qui suit, que les précautions suivantes ont été prises :

1° $\lambda > 3\lambda_0$;

2° Les fils de connexion reliant C à C' sont aussi courts que possible ;

3° Les deux bobines b_1 et b_2 sont couplées très lâchement avec c et c' (fig. 9). On reconnaît que le couplage est suffisamment lâche lorsqu'au moment de la résonance une petite variation de γ' produit des battements de fréquence 1 ou 2 par seconde ou encore qu'en approchant la main à une distance de 40 ou 50 centimètres du condensateur C' on fait réapparaître les battements ;

4° Pendant la durée d'une mesure, l'observateur sera aussi loin que possible des deux circuits ;

5° Les lampes seront allumées environ un quart d'heure avant la première mesure ; on constate en effet, qu'un équilibre réalisé au moment où les lampes viennent d'être allumées ne subsiste pas.

Ces différentes précautions ayant été prises, on constate que plusieurs mesures de $X_1 + X_2 + \dots + X_6$ donnent le même nombre avec une approximation bien supérieure à $\frac{1}{1000}$.

Il reste encore à s'assurer que les « bouts » du condensateur cylindrique n'introduisent pas d'erreurs systématiques. On opère alors de la façon suivante :

L'armature interne étant emmanchée à fond (I, fig. 11) on règle les deux circuits A_1 et A_2 sur la même longueur d'onde λ en agissant

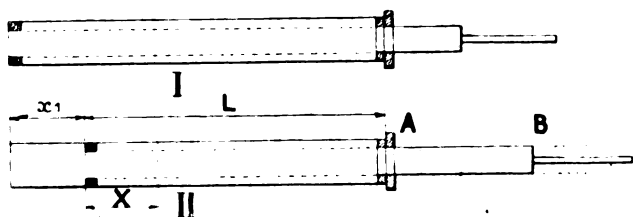


Fig. 11.

sur C et γ , on ajoute une capacité C_1 à C ; il faut, pour rétablir la résonance, sortir l'armature interne de C' d'une longueur x_1 (II, fig. 11). Laissant l'armature interne dans sa nouvelle position et supprimant C_1 on agit sur γ et γ' de façon à rétablir la résonance pour une nouvelle longueur d'onde λ' ; ajoutons alors C_1 il faudra sortir l'armature interne d'une longueur x_2 ..., etc. Autrement dit, on mesure au moyen de la méthode par différence, une même capacité C_1 en utilisant les différentes parties de l'armature interne.

Pour une certaine capacité C_1 l'expérience a donné les nombres suivants :

$$x_1 = 255,5 \text{ mm} \quad x_2 = 253 \text{ mm} \quad x_3 = 252,5 \text{ mm} \quad x_4 = 252,25 \text{ mm}$$

Par un procédé analogue à celui utilisé en thermométrie pour le calibrage du tube, on peut évaluer la capacité d'une région quelconque de l'armature en fonction de la capacité de la région moyenne.

Finalement, la seule erreur supérieure au $\frac{1}{1000}$ que l'on puisse commettre dans la mesure d'une capacité en valeur absolue provient de l'évaluation de la capacité unitaire c (*). Pour le condensateur

(*) Nous avons supposé que les axes des deux cylindres étaient confondus. Ils sont d'ailleurs nécessairement parallèles, puisque les mesures d'une même capacité, lorsqu'on utilise les différentes parties de l'armature interne, donnent toujours le même nombre.

Si les deux cylindres ont leurs axes parallèles sans être confondus, la formule

$$\frac{1}{C} = 2 \log \frac{R_2}{R_1}$$

n'est plus exacte. La capacité unitaire peut être calculée au moyen de la théorie des images électriques. L'image du système est constituée par deux droites parallèles de distance $2a$ et si δ est la distance des axes des cylindres on a :

$$\frac{1}{C} = 2 \log \frac{R_1 R_2^2 - R_1^2 - \delta^2 + 2\delta a}{R_1 R_2^2 - R_1^2 + \delta^2 + 2\delta a}$$

cylindrique utilisé, une erreur de $\frac{1}{50}$ de millimètre sur la mesure de chaque diamètre entraîne une erreur de $\frac{1}{200}$ pour c et par conséquent la même erreur pour la capacité mesurée puisque les autres erreurs sont négligeables ⁽¹⁾. Ce condensateur, construit avec beaucoup de soins par la maison Baudoin pour le laboratoire d'enseignement de physique de la Sorbonne, n'était pas destiné à effectuer des mesures absolues; il ne devait servir qu'à des mesures de rapport de capacités (pouvoirs inducteurs spécifiques) où la valeur de c n'intervient pas. Avec un condensateur de capacité unitaire plus faible on peut espérer atteindre dans une mesure de capacité en valeur absolue une précision de $\frac{1}{500}$ au moins; l'influence de la self sera plus grande, mais le terme correctif est calculable. De nouvelles expériences seront prochainement entreprises à l'Établissement Central de la Radiotélégraphie militaire.

F. BEDEAU,

*Agrégé de l'Université,
Préparateur au laboratoire d'enseignement
de physique de la Sorbonne.*

avec
$$a^2 = \frac{(R_2 + R_1 + \delta)(R_2 + R_1 - \delta)(R_2 - R_1 + \delta)(R_2 - R_1 - \delta)}{4\delta^2}$$

(Mascart, *Leçons d'électricité*, 2^e édition, p. 184).

En prenant $2 R_2 = 38,88$ mm, $2 R_1 = 31,58$ mm et en admettant une excentricité de $\frac{1}{10}$ mm on trouve $C = 2,4050$ au lieu de 2,4041. L'écart croît rapidement avec le défaut de centrage et pour $\delta = 1$ mm on trouve $c = 2,438$. Le cylindre interne est guidé par deux pièces annulaires en ébonite, d'épaisseur bien constante, les erreurs pouvant provenir du défaut de centrage sont donc inférieures à $\frac{1}{2000}$.

(1) On obtient avec précision le rapport $\frac{R_2}{R_1}$ en remplissant le cylindre R_2 et de hauteur L d'un liquide quelconque de poids spécifique ρ . Le poids P de ce liquide est $P = \pi R_2^2 L \rho$. On mesure ensuite le poids P' du même liquide remplissant l'espace annulaire compris entre les cylindres de rayons R_1 et R_2 ; on a :

$$P' = \pi (R_2^2 - R_1^2) L \rho$$

d'où

$$\frac{P'}{P} = 1 - \frac{R_1^2}{R_2^2}$$

Une erreur dP commise sur chaque pesée entraîne pour la capacité unitaire c une erreur dc telle que

$$\frac{dc}{c} = \frac{dP}{R_2} \frac{P + P'}{P(P - P')}$$

Pour les cylindres utilisés on a $P = 1185,85$ grammes, $P' = 405,50$ grammes.

Pour $dP = 1$ décigramme on trouve $\frac{dc}{c} = \frac{1}{2400}$ et $c = 2,385$.

On peut montrer que la précision est d'autant plus grande que P' est plus petit, c'est-à-dire que la distance des deux cylindres est plus faible. La méthode est donc préceuse dans le cas où $R_2 - R_1$ est très petit. Dans le cas contraire, il y a intérêt à utiliser les instruments habituels de mesure d'épaisseur.

LES GRANDS POSTES COLONIAUX FRANÇAIS

Par le Capitaine METZ

(Fin)

Le poste de Brazzaville installé à quelques kilomètres de la localité pourra, lui aussi, selon toutes probabilités, faire ses premiers essais en 1923.

Ses huit pylônes de 150 mètres seront montés quand paraîtra le présent article. La figure 3 représente le début du montage de l'un d'eux. Les locaux d'habitation, plus simples à réaliser que les bâtiments techniques, et prévus comme dans les autres postes pour loger une vingtaine d'Européens, sont terminés. Les bâtiments techniques, qui, si l'on fait abstraction des services auxiliaires, bureaux, ateliers et magasins, se ramènent à un seul bâtiment auquel est adossée la chaufferie, ne sont pas achevés encore, mais le matériel qui doit y être installé est à pied d'œuvre et sa mise en place est certainement très prochaine.

Brazzaville devait disposer à l'origine d'un alternateur haute fréquence, d'une puissance analogue à celle du poste de Lyon. Une machine du même type avait été commandée pour Tananarive. L'Afrique Équatoriale française étant de beaucoup la colonie ayant le moins de ressources, il a paru prudent d'installer à Brazzaville un matériel plus rustique et plus facile à réparer en cas d'accident et de mettre à Tananarive l'alternateur haute fréquence primitivement commandé pour l'Afrique Équatoriale française comme rechange de la machine en service.

On a donc envoyé à Brazzaville deux arcs primitivement installés à la Doua et qui pourront mettre dans l'antenne une puissance de 70 à 100 kilowatts. Cette puissance suffira pour atteindre la France à certaines heures chaque jour. Si le trafic, ce qui paraît d'ailleurs peu probable, prenait une très grande importance, on ferait, en dehors des heures favorables à la liaison directe, le transit par Bamako. Le poste de l'Afrique Équatoriale française se présente donc à l'heure actuelle de la façon suivante. Deux machines à vapeur, dont l'une est une turbine fournissent l'énergie électrique nécessaire au fonctionnement de la station. La turbine, qui entraîne deux dynamos pouvant être mises en série et donner ainsi un voltage allant jusqu'à 1200 volts, sera la génératrice en service normal. La machine à vapeur verticale lui servira de secours.



Fig. 3. — Montage d'un pylône de 150 mètres à Brazzaville.

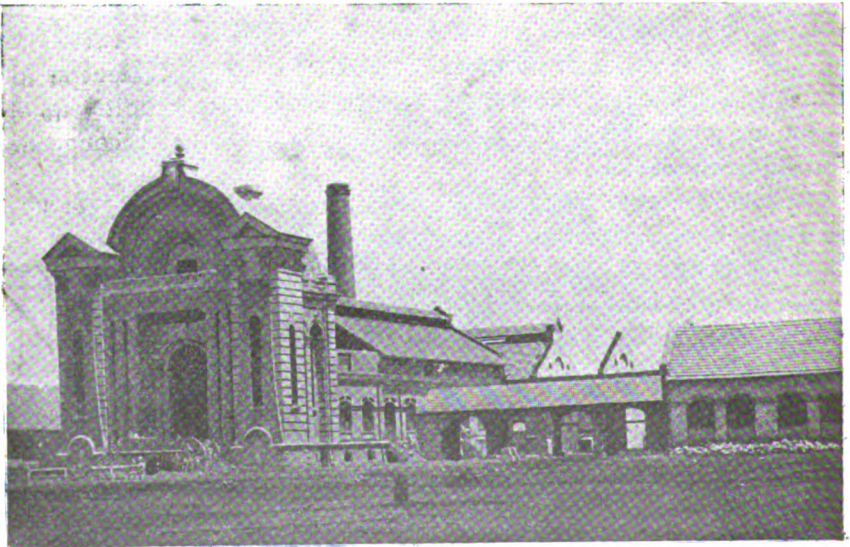


Fig. 4. — Vue du bâtiment technique principal du poste de T. S. F. de Tananarive.
L'antenne entrera par la grande baie de la façade.

Les deux arcs, montés de façon à servir de rechange l'un à l'autre, débiteront dans l'antenne à travers la self en bande de cuivre primitivement prévue pour le fonctionnement avec alternateur. Ces arcs jailliront dans l'alcool.

Machine à vapeur et matériel d'arc sont montés sur un rez-de-chaussée qui contient la condensation, les canalisations électriques et tout le matériel accessoire, les machines elles-mêmes sont installées à l'étage dans une grande salle où tout peut être surveillé d'un seul coup d'œil. A cette salle est adossée la chaufferie qui contient trois

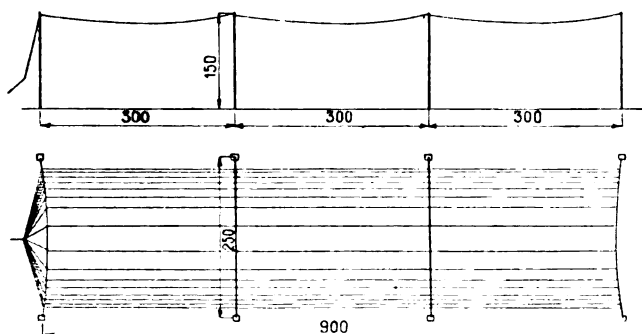


Fig. 5. — Poste de Brazzaville.

Antenne en nappe, 8 pylônes de 150 mètres, 16 fils de 4 mm, $\lambda_0 = 6\,000$ m, surface couverte par la projection horizontale de la nappe $= 900 \times 250$ m².

chaudières dont deux seulement seront allumées en fonctionnement normal. Les petits bâtiments installés à proximité de la grande salle des machines contiendront les accumulateurs (120 volts, 1500 ampères-heures) avec leurs deux groupes de charge, les bureaux, les ateliers et magasins. Une canalisation d'eau analogue à celle de Bamako et alimentée par une source qui existe à quelques centaines de mètres de la station, permet d'alimenter les chaudières, d'assurer la condensation et le refroidissement des arcs. Vers la fin de la présente année, le poste sera en bonne voie d'installation.

Le poste de Tananarive, qui dispose de plus de ressources que Brazzaville et même que Bamako, semble être de ce fait le poste qui pourra le premier commencer ses essais.

Ce poste est monté sur secteur comme aussi Saïgon et la figure 4 montre comme se présente le bâtiment technique principal (bâtiment de l'émission).

Comme à Brazzaville et Bamako, les pylônes et les bâtiments d'habitation sont entièrement achevés. Le bâtiment technique l'est

aussi à quelques aménagements de détail près. Nous avons cru intéressant d'en donner figure 7 le plan et deux élévations.

La station, montée comme Bamako mais plus puissante (150 kilowatts dans l'antenne au lieu de 100), dispose comme le poste de l'Afrique Occidentale française de deux alternateurs haute fréquence identiques et d'une émission à étincelles et à éclateur tournant mettant dans l'antenne la même puissance que les alternateurs.

Une usine de 600 kilowatts donne du continu 500 volts nécessaire à l'entraînement des alternateurs. Cette usine comporte un convertisseur triphasé continu branché sur le secteur et qui sera la machine

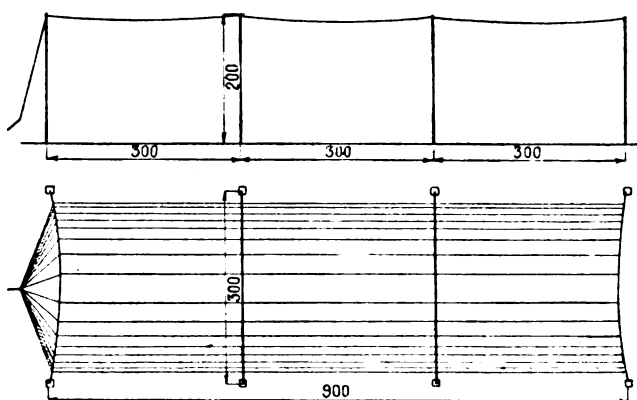


Fig. 6. — Poste de Tananarive.
Antenne en nappe, 8 pylônes de 200 mètres, 16 fils de 4 mm, $\lambda_0 = 6\,000$ m, surface couverte par la nappe 900×300 m².

employée en service normal. Comme secours, la station dispose d'une turbine à vapeur donnant la même puissance et alimentée par une chaufferie de trois chaudières dont une sert de rechange.

Le courant continu produit par le convertisseur ou par les dynamos attelées à la turbine, sert à l'entraînement soit de l'alternateur haute fréquence, soit de l'alternateur 500 périodes qui alimente l'émission à étincelles. Le matériel d'émission dans lequel débite l'un ou l'autre alternateur est tout à fait analogue à la puissance près à ce que nous avons décrit pour Bamako. L'alternateur haute fréquence de rechange, autrefois prévu pour Brazzaville, pourra éventuellement être couplé avec son symétrique si le besoin s'en fait sentir, ce qui ne semble pas non plus probable. On émettrait, dans ce cas, sur l'onde 14 000 que les deux alternateurs peuvent normalement donner l'un et l'autre.

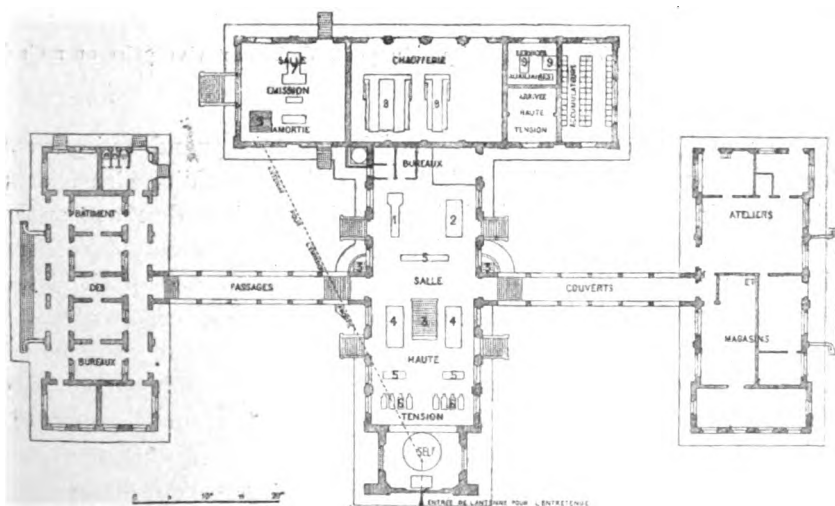
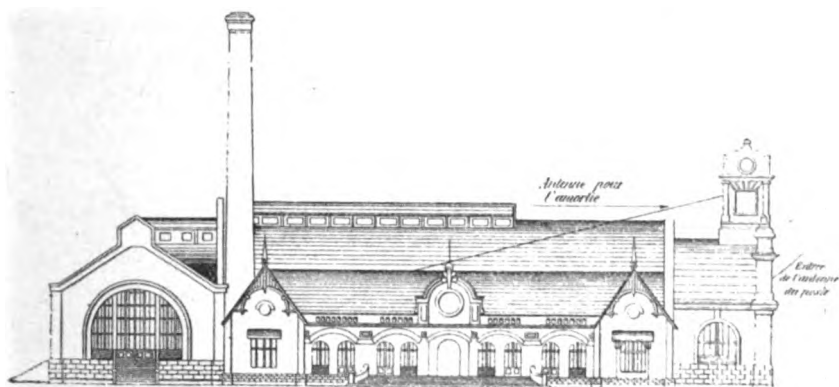
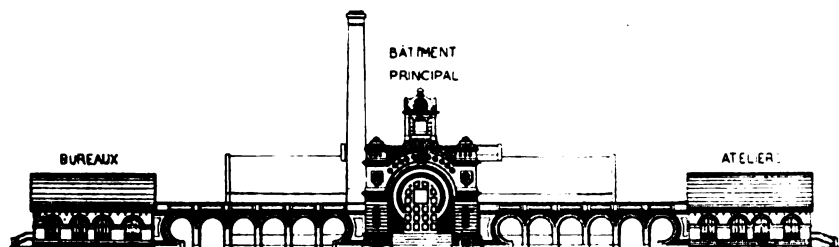
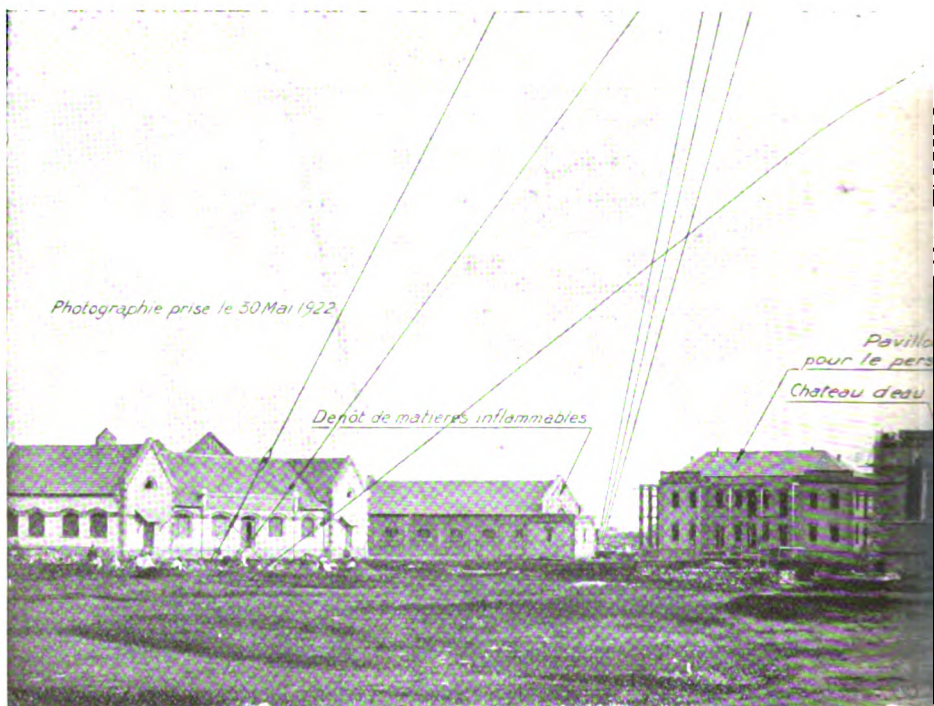


Fig. 7. — Locaux techniques du poste de Tananarive. — Plans généraux.
(La façade principale a été légèrement modifiée
au cours de l'exécution comme le montre la figure 4).

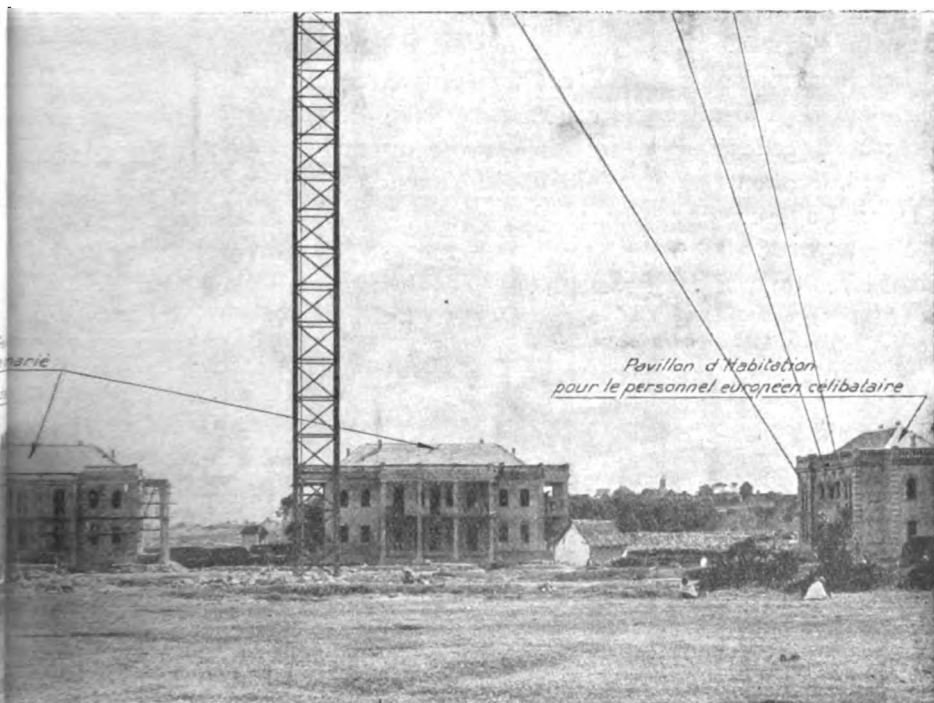
- | | |
|--|--------------------------------------|
| 1 Turbine à vapeur. | 6 Transformateurs haute fréquence. |
| 2 Groupe convertisseur triphasé continu. | 7 Groupe à étincelles. |
| 3 et 5 Pupitres de mise en route des machines. | 8 Chaudières. |
| 4 Alternateurs haute fréquence. | 9 Groupe de charge des accumulateurs |



Vue panoramique du poste de Tananarive prise au mois de mai 1922

Le besoin de ce couplage ne semble pas très grand, puisque aux heures favorables la station de la Doua, qui dispose d'une installation plutôt moins bonne que celle de Tananarive (pylônes de 180 m au lieu de 200 m, alternateur un peu moins puissant), est entendu à la colonie de façon parfaite. Il semble que la réception en France de l'émission de Tananarive doive être plus facile que la liaison inverse.

Si l'on examine le plan représenté par la figure 7, on constate que le bâtiment technique a la forme d'un T. Dans la grande branche sont installées les machines génératrices d'énergie et tout le dispositif émetteur d'ondes entretenues. Toutes ces machines, dont les accessoires et les canalisations seront en sous-sol, pourront être surveillées d'un seul coup d'œil par le chef de quart ou le sous-chef de station, dont le bureau est à une extrémité de la salle. Dans la petite branche du T, on trouve la chaufferie adossée à la salle des alternateurs haute fréquence et, de part et d'autre de cette chaufferie, l'émission à étincelles elle-même installée sur sous-sol, la salle des services auxiliaires (même batterie d'accumulateurs qu'à Brazzaville, chargée



et technique de la figure 4 serait à la gauche de cette photographie.)

soit par un groupe convertisseur branché sur le secteur, soit par un groupe avec moteur à essence de secours) et l'arrivée de la haute tension. Cette arrivée se fait à l'aide d'une ligne souterraine à 20000 volts alimentant des transformateurs abaisseurs.

En dehors de ce grand bâtiment technique et reliés à lui par des passages couverts, nous trouvons le bâtiment des bureaux et celui qui contient les ateliers. Un hangar à bois, un hangar au gros matériel complètent l'ensemble des locaux à proximité immédiate de l'émission. Le poste dispose naturellement comme tous les autres, d'une canalisation d'eau importante avec château d'eau, bassins et toutes canalisations nécessaires. Il consommera environ 250 mètres cubes à l'heure. Ses essais auront certainement lieu dans le courant de 1923.

Le poste de Saïgon est dans une situation différente des trois autres. Alors que Bamako, Brazzaville et Tananarive sont irsatilés par les soins du Département de la Guerre et seront remis aux P. T. T. après achèvement, le poste de Saïgon appartient depuis

le début de 1921 à l'Indo-Chine qui en a confié l'installation à une compagnie privée.

Les locaux où le matériel radiotélégraphique devait être installé existaient déjà à la colonie et avaient été édifiés pour y installer le poste à étincelles que la colonie avait commandé pour remplacer celui qui, livré en 1914 et réquisitionné, existe encore actuellement à la Doua. La figure 9 représente ces locaux.

Il s'agissait donc simplement de monter les huit pylônes de 250 mètres du poste à proximité de ces locaux et d'y installer le

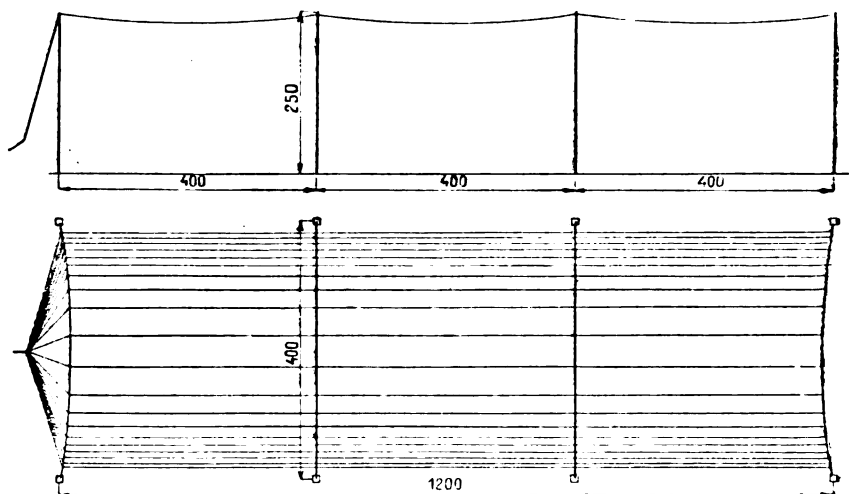


Fig. 8. — Poste de Saïgon (antenne analogue à celle de Croix-d'Hins). Antenne en nappe, 8 pylônes de 250 mètres, 20 fils, $\lambda_0 = 7500$ m, surface couverte par la projection de la nappe 1200×400 m².

matériel commandé par la Guerre et dont nous allons donner le détail. La station de télégraphie sans fil de Saïgon devait fonctionner entièrement sur secteur. Aucune machine thermique de secours n'avait été prévue.

Deux groupes convertisseurs pouvant donner l'un 1000, l'autre 1500 kilowatts, transforment le courant triphasé 5000 volts du secteur en courant continu 500 volts. Ce courant continu alimente les deux moteurs qui actionnent simultanément chacun des deux alternateurs haute fréquence de 500 kilowatts dans l'antenne dont le poste doit disposer et dont la figure 11 donne l'image.

Les alternateurs débitent dans des enroulements qui agissent par induction sur l'antenne et la manipulation se fait par court-circuit de la machine. La longueur d'onde normale est de 20 000 mètres.



Fig. 9. — Bâtiments où seront installées les machines du poste de T. S. F. de Saïgon.



Fig. 10. — Pose du premier boulon des pylônes du poste de Saïgon, en présence du maréchal Joffre.

Comme les alternateurs 500 kilowatts ne sont sortis que dans le courant de 1922, la colonie avait acheté, pour gagner du temps, un alternateur identique à ceux de Tananarive et dont l'installation provisoire s'achève en ce moment.

Le matériel est monté comme dans les autres stations sur sous-sol, le poste dispose des mêmes accessoires (batteries d'accus, ateliers, etc.) que les trois autres stations.

Les pylônes, dont le premier fer fut posé fin 1921, en présence du maréchal Joffre (fig. 10), sont en voie d'achèvement.

L'installation électrique est en bonne voie, et le poste de Saïgon fera également ses essais avec 200 kilowatts d'abord et peu après avec 500 dans le courant de 1923.

Tels se présentent donc, en ce qui concerne l'émission, les quatre grands postes coloniaux en ce début d'année. A peu de chose près, ils en sont tous au même point : pylônes achevés, bâtiments techniques en voie d'achèvement, matériel à pied d'œuvre et dont l'installation semble prochaine. Premiers essais prévus pour l'année courante.

Nous n'avons parlé jusqu'ici que de l'installation des émissions.

En fait, on projette d'installer à Bamako, Brazzaville, Tananarive et Saïgon, un centre radioélectrique complet comprenant outre l'usine émettrice une réception sur cadre avec les amplificateurs et le dispositif antiparasite convenables et un Bureau central installé si possible dans le bureau de poste de la localité ou à proximité. Dans ce bureau central se tiendront, au voisinage immédiat l'un de l'autre, le manipulant qui commandera à distance le poste émetteur, soit à main, soit par l'intermédiaire d'un dispositif automatique, et le lecteur au son dont le rôle consistera soit à recevoir effectivement à l'oreille les signaux reçus par le cadre dûment amplifiés et retransmis par fil jusqu'au bureau central, soit à surveiller le dispositif d'enregistrement automatique de ces signaux. Dans un tel centre, on fera de façon normale de l'émission et de la réception simultanées. En fait, les emplacements définitifs des postes récepteurs et des bureaux centraux ne sont encore arrêtés nulle part. La possibilité de loger le personnel de façon convenable et d'assurer son existence matérielle dans des conditions acceptables, influera certainement sur le choix des emplacements. La solution qui serait théoriquement la meilleure, les postes émetteurs étant à plusieurs kilomètres des localités, serait d'installer le bureau central dans la localité même, et si l'orientation de la localité par rapport au poste émetteur s'y prête, la réception à proximité immédiate du bureau central. Il y a, en effet, intérêt à ce que le plan du cadre récepteur orienté sur le poste émetteur correspondant ne passe

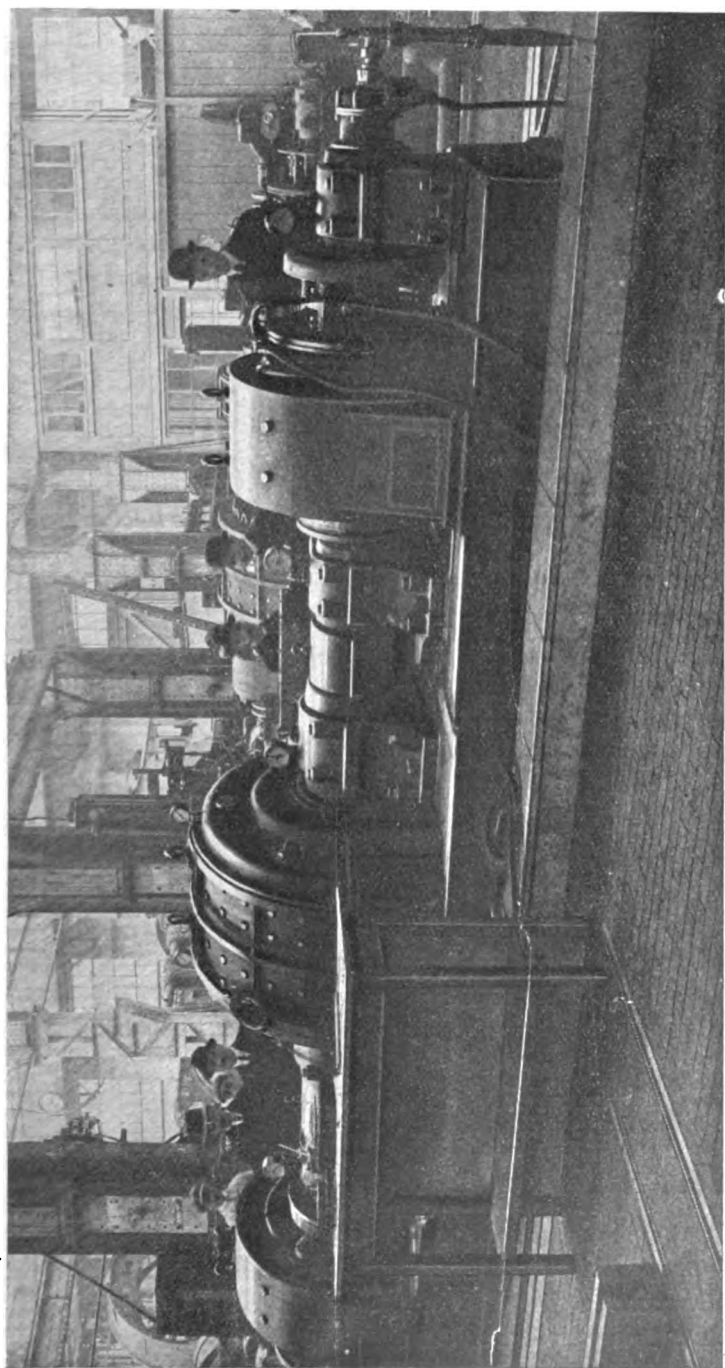


Fig. 11. — Alternateur haute fréquence donnant 500 kilowatts dans l'antenne et destiné au poste de Saïgon. L'alternateur lui-même est au milieu. Il est entraîné par deux moteurs continus 500 volts installés de part et d'autre en bout d'arbre.

pas en même temps par la station émettrice locale. Autrement dit, il faut éviter de mettre dans le prolongement l'un de l'autre le poste émetteur lointain à recevoir, le poste émetteur colonial qui lui répond et la réception installée à la colonie. Toutefois, il sera en général possible, étant donnée la distance assez grande qui sépare l'usine émettrice de la réception supposée à proximité de l'agglomération urbaine et le fait qu'émission et réception se feront sur des longueurs d'ondes notablement différentes, de s'écarter très sensiblement du dispositif optimum qui consiste à disposer la réception en un point tel que le cadre récepteur ait son plan dirigé sur le correspondant et perpendiculaire en même temps à la droite qui joint les emplacements des postes récepteur et émetteur locaux.

Pour le poste de l'Afrique occidentale française, il est décidé qu'on installera non seulement un premier dispositif récepteur à proximité de Bamako même, mais un autre aussi à Dakar. De plus, une liaison directe, probablement radiotélégraphique, sera installée entre les deux points. De cette façon, le trafic de France pour Dakar et les au delà, pourra être pris directement et écoulé, sans que Bamako ait à intervenir et le trafic de Dakar pour la métropole sera remis sans retard à Bamako, quel que soit l'état du réseau télégraphique avec fil.

En attendant que les quatre radio centres coloniaux soient installés et que les quatre usines émettrices fonctionnent, on a pris toutes dispositions utiles pour utiliser provisoirement la télégraphie sans fil dans un seul sens de la Métropole vers les colonies. C'est le service dit unilatéral qui fonctionne depuis plusieurs années et dont nous allons parler avec quelques détails.

Le principe en est le suivant : un poste puissant français (ça été d'abord la Doua près Lyon, c'est actuellement Croix-d'Hins, près Bordeaux) émet à destination de nos possessions lointaines. Celles-ci reçoivent et accusent réception ou demandent des répétitions par câble.

Dès 1918, La Doua passait ainsi chaque jour un bulletin à destination de l'Afrique centrale et un autre pour l'Extrême-Orient (Shanghaï).

Puis Croix-d'Hins a eu successivement comme correspondants unilatéraux et dans des conditions de réception excellentes, Tananarive, Rufisque (Sénégal), Cayenne, Fort-de-France (Martinique), Djibouti, Brazzaville. Tout récemment, on a réalisé des communications du même genre avec Conakry en Guinée française et avec Saïgon. Ce service marche fort bien, les demandes de répétition sont

peu nombreuses. Le trafic est d'ailleurs très inégal. Pour vingt télégrammes expédiés à Tananarive, il en part dix pour Conakry, trois pour Rufisque et Brazzaville, un seul pour Djibouti, la Martinique et Cayenne. Le trafic via Saïgon récemment ouvert au public semble devoir prendre au moins la même importance que celui de Tananarive.

Pendant que Croix-d'Hins écoule ainsi les télégrammes à destination de nos possessions lointaines, les autres postes français, la Doua, Saint-Pierre-des-Corps, la Tour Eiffel assurent les liaisons avec le Maroc et les postes européens, les postes américains étant les correspondants normaux de la grande station de Sainte-Assise exploitée par une compagnie privée.

Cette télégraphie sans fil unilatérale que l'achèvement prochain des stations émettrices coloniales rendra bilatérale, rend déjà d'excellents services et vaut largement le câble. Elle habitue le public à se servir de la radiotélégraphie. Elle est une première et très importante étape vers l'exploitation totale et rationnelle du réseau colonial français.

Comment ce réseau va-t-il se terminer? Reprendra-t-on pour les colonies non encore desservies les projets de 1911? S'en tiendra-t-on aux quatre postes actuellement en achèvement? La question se discute en ce moment. Il est certain qu'il y aurait intérêt, surtout en cette période de développement intense de la radiotélégraphie mondiale, à ce que la France ne restât pas en arrière et pût toucher directement ou indirectement par des émissions dont elle ait le seul contrôle ses possessions les plus lointaines. Mais il est non moins évident que les postes à prévoir coûteront extrêmement cher et rapporteront infiniment peu. Pécuniairement, leur installation n'est pas défendable, elle est tout à fait souhaitable au point de vue de l'influence française dans le monde.

Le programme actuellement en discussion porte sur un petit nombre de postes qui sont par ordre d'urgence les postes du Pacifique (Nouméa et Tahiti), le poste des Antilles (la Martinique) et de la Côte des Somalis (Djibouti). Enfin, si le trafic de l'A. O. F. se révèle d'une importance considérable, peut-être envisagera-t-on l'installation à Dakar d'un poste doublant Bamako. Mais la création de ce cinquième poste est peu probable.

La tendance actuelle, sans qu'aucune décision soit encore intervenue, serait de prévoir à Nouméa un poste pouvant se faire entendre à Saïgon (7 500 km) à certaines heures seulement, à Papeete (Tahiti), un poste qui assurerait la liaison avec Nouméa (4 600). La Martinique disposerait d'un poste analogue à Nouméa et pouvant se faire entendre

en France aux heures favorables. Le poste de Djibouti sera peut-être de faible puissance et n'atteindra la France qu'à l'aide d'une retransmission, par Beyrouth par exemple. Quant à Dakar, il n'en est pas encore question.

Autant qu'on peut préjuger d'une décision non encore prise, il semble que Nouméa et la Martinique seront analogues à Tananarive. Djibouti et Papeete, au moins de moitié moins puissants.

Mais si les usines émettrices en ces quatre points ne doivent pas transmettre de signaux avant plusieurs années, il semble à peu près certain que le service unilatéral déjà existant à la Martinique et à Djibouti, sera prochainement étendu aux îles du Pacifique. Peut-être ne pourra-t-on les atteindre que par l'intermédiaire de Saïgon dont l'achèvement est assez prochain, mais on les atteindra certainement avant peu.

Installer une liaison unilatérale est relativement simple et peu coûteux, une expérience de deux ans a montré que les résultats en étaient très bons. Une telle liaison sera certainement étendue aux seules possessions françaises que ne touche pas encore l'onde radiotélégraphique émanée de la Métropole.

La France, quand cette dernière installation sera faite, se trouvera libérée de tout câble étranger pour ses communications avec ses possessions les plus lointaines. Elle pourra, si d'autres périodes troublées devaient se produire, rester en liaison avec les siens, sa voix se fera entendre sur toute l'étendue du globe, au milieu du concert toujours plus nourri des émissions radiotélégraphiques étrangères. Elle aura été une puissance de second ordre en ce qui concerne les câbles, elle ne le sera pas pour la radiotélégraphie, grâce à ses grands postes de télégraphie sans fil métropolitains et coloniaux.

Capitaine METZ.

NOTES

SUR LA LÉGISLATION ET LA RÉGLEMENTATION

applicables aux communications radioélectriques

Par E. BROIN

(Suite)⁽¹⁾

POSTES RADIO-RÉCEPTEURS PRIVÉS

En suivant l'évolution des progrès réalisés dans le domaine de la radioélectricité, l'Administration des Postes et des Télégraphes n'a pas tardé à reconnaître que la réglementation applicable aux postes récepteurs, telle qu'elle résultait des dispositions des arrêtés des 27 février 1920 et 6 juillet 1921, instituait un régime restrictif ne s'accordant plus avec les possibilités de la technique.

Cette réglementation établissait, en effet, au point de vue des conditions réglant l'établissement et l'usage, par des particuliers, de postes radioélectriques destinés à la réception, une distinction entre les postes récepteurs horaires et météorologiques (arrêté du 27 février 1920) et les postes récepteurs pour essais et expériences (arrêté du 6 juillet 1921), il s'en suivait que le détenteur d'un poste horaire ou météorologique était tenu, en principe, de demander une nouvelle autorisation dans les conditions prévues par ce dernier arrêté, s'il désirait utiliser pour d'autres fins un nouveau dispositif de réception.

Ces distinctions entre postes récepteurs n'avaient qu'une valeur théorique et ne résistaient pas aux faits. L'expérience a montré que des installations assez simples permettent de recevoir la plupart des ondes qui sillonnent l'atmosphère.

Rien n'empêchait, par conséquent, le détenteur d'un poste récepteur horaire ou météorologique d'écouter et de traduire tous les signaux qu'il avait le moyen de capter, et réciproquement, le possesseur d'un poste pour essais ou expériences, de recevoir les émissions horaires et les bulletins météorologiques.

D'autre part, ces infractions au règlement sont difficiles à constater, d'autant plus qu'elles se commettent dans le secret inviolable du domicile. D'ailleurs, si, en fait, un particulier peut recevoir, avec

(1) Voir l'Onde Électrique, n° 4, 5, 6 et 7.

un dispositif approprié, n'importe quelle émission adressée à tous, en droit, est-on fondé de lui en tenir rigueur ?

L'essentiel est qu'il ne soit pas fait un mauvais usage des renseignements qu'un moyen quelconque a permis d'intercepter. D'autre part, il paraissait utile de tenir compte que l'étude de la radioélectricité et de ses applications constitue un stimulant pour la jeunesse studieuse, et qu'en outre, elle est susceptible d'orienter les esprits vers les recherches scientifiques, favorisant ainsi la découverte de nouveaux perfectionnements.

Il a donc paru désirable d'apporter plus de libéralisme dans la réglementation des postes radiorécepteurs et de simplifier, autant que possible, les formalités imposées pour leur concession, tout en prenant, bien entendu, des garanties pour la sécurité de l'État et de la Défense Nationale.

Or, les dispositions issues des travaux d'une Commission interministérielle présidée par M. le conseiller d'État Tirman, convenaient parfaitement pour réglementer dans cet esprit, les postes radiorécepteurs privés.

D'autant mieux que cette Commission avait recueilli les avis qualifiés des fabricants d'appareils et des usagers.

L'Administration des Postes et des Télégraphes, s'appuyant sur les dispositions du décret du 15 mai 1921, qui permettent au Sous-Secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes de fixer par un simple arrêté les modalités d'autorisation des postes radiorécepteurs de toute nature, a jugé opportun, après avis des Ministères de l'Intérieur, de la Guerre et de la Marine, de mettre en vigueur immédiatement les dispositions élaborées par la Commission précitée, en ce qui concerne les postes radiorécepteurs.

Un arrêté du Sous-Secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes, en date du 30 décembre 1922, a donc fixé les conditions auxquelles pourront être établis et utilisés dorénavant les postes radioélectriques privés destinés uniquement à la réception (*Journal officiel* du 14 janvier 1923).

Les arrêtés des 27 février 1920 et 6 juillet 1921 dont il a été parlé plus haut sont rapportés.

*
* *

Quelle est l'étendue des facilités conférées par la réglementation nouvelle aux amateurs et aux professionnels de la télégraphie sans fil et, en retour, quelles obligations leur impose-t-elle ?

L'arrêté du 30 décembre 1922 subordonne désormais l'autorisation

d'établir un poste radioélectrique privé servant uniquement à la réception, à l'accomplissement des seules formalités suivantes :

1^e Pour un citoyen français : le pétitionnaire doit adresser, au Directeur des Postes et des Télégraphes du département dans lequel sera installé le poste, une déclaration en double exemplaire⁽¹⁾, dont un sur timbre, appuyée des pièces justificatives de l'identité, du domicile et de la nationalité du déclarant ;

2^e Pour un ressortissant étranger : l'autorisation n'est octroyée qu'après accord entre l'Administration des Postes et des Télégraphes et les Départements de l'Intérieur, des Affaires Étrangères, de la Guerre et de la Marine.

Ainsi qu'on l'a fait remarquer au début, le nouvel arrêté supprime les distinctions qui existaient antérieurement, au point de vue de la réglementation, entre les postes radiorécepteurs, d'après l'usage auquel on les destinait. Il n'y a plus désormais en cette matière que des postes radioélectriques servant uniquement à la réception.

Le pétitionnaire n'a plus à notifier, ainsi que le prescrivait l'arrêté du 6 juillet 1921, les modifications de principe qu'il désire apporter dans la constitution de son poste.

Il reste, dorénavant, maître de réaliser à son gré, l'installation qui lui convient.

L'arrêté du 30 décembre 1922 fait, en outre, disparaître la procédure qui subordonnait à l'avis préalable des autorités militaires ou maritimes, l'autorisation d'établir des postes récepteurs dans un rayon de 50 kilomètres ou moins, des frontières terrestres et maritimes.

La nouvelle réglementation institue pour les citoyens français le régime de la simple déclaration, cette dernière tenant lieu d'autorisation.

Les formalités imposées aux pétitionnaires sont de ce fait réduites au minimum. Ceux-ci sont requis toutefois de justifier de leur identité, de leur domicile et de leur nationalité.

Ce sont là des précautions élémentaires dont la nécessité se comprend aisément.

La déclaration rappelle dans sa teneur les obligations qui incombent au permissionnaire, et celui-ci doit y mentionner des renseignements sur la position exacte du poste et sur ses caractéristiques techniques, etc...

Cette déclaration présente, en somme, un caractère contractuel.

Pour ce qui concerne les ressortissants étrangers, il paraissait

⁽¹⁾ Voir modèle page 109.

indispensable d'entourer l'octroi des autorisations de garanties plus sérieuses pour la sûreté de l'État et la Défense nationale.

Sous la seule réserve spécifiée plus haut, ils peuvent jouir des mêmes facilités que les citoyens français.

Les arrêtés des 27 février 1920 et 6 juillet 1921 ne prévoyaient pas la possibilité pour d'autres postes d'être troublés par des appareils récepteurs voisins.

Or, des dispositifs de réception, couramment utilisés à l'heure actuelle, sont capables d'émettre des ondes entretenues susceptibles de présenter cet inconvénient. Aussi, l'arrêté du 30 décembre 1922 prescrit-il que « les postes récepteurs ne doivent être la cause d'aucune gêne pour les postes voisins, même dans le cas d'appareils récepteurs émettant des ondes de faible intensité dans l'antenne ».

Les précautions nécessaires doivent être prises pour réduire cette émission au minimum.

Ces mesures répondent à la préoccupation de prémunir les services publics contre la situation chaotique qui se produirait immanquablement dans la voie hertzienne, si aucune limite n'était assignée à l'utilisation des dispositifs émettant des ondes à la réception.

Il convient de préciser, cependant, que l'Administration des Postes et des Télégraphes n'intervient pas dans la réalisation matérielle des postes récepteurs. L'arrêté du 30 décembre 1922 dispose que ces derniers « sont établis, exploités et entretenus par les soins et aux frais des permissionnaires ».

Il appartient donc aux intéressés de se procurer toutes autorisations de voirie ou autres en vue de la pose des antennes.

En outre, l'État n'est soumis à aucune responsabilité à raison de ces opérations.

D'autre part, le permissionnaire d'un poste ne peut se prévaloir de l'autorisation accordée par l'Administration pour faire obstacle à ce que des autorisations de même nature soient octroyées ultérieurement à un pétitionnaire quelconque. Ainsi, les autorisations accordées ne comportent aucun privilège et elles sont essentiellement révocables.

Comme contre-partie des facilités consenties en faveur des permissionnaires, le Gouvernement conserve, en outre, le droit de supprimer les autorisations accordées, lorsqu'il le jugera nécessaire.

Il y a lieu de remarquer que ce correctif existait déjà dans les réglementations antérieures.

Enfin, l'arrêté du 30 décembre 1922, maintient les dispositions précédentes visant la perception d'un droit annuel de statistique fixé

à 10 francs pour chaque réception indépendante et le secret que les permissionnaires doivent observer au regard de la correspondance qu'ils viendraient à capter.

* *

Telles sont, dans leur ensemble, les dispositions nouvelles qui régissent, depuis le début de cette année, la concession des postes radiorécepteurs privés. Le régime qu'elles instituent est essentiellement libéral. Si quelques restrictions y subsistent, elles sont inspirées par des raisons d'intérêt général ou de sauvegarde nationale. Aussi, est-il permis de penser que la nouvelle réglementation sera accueillie favorablement dans le monde des amateurs et des professionnels de la télégraphie sans fil.

E. BROIN,
*Directeur de l'Exploitation télégraphique
au Sous-Secrétariat d'État des Postes et des Télégraphes.*

DÉCLARATION ⁽¹⁾

d..... poste radioélectrique de réception privé

(Arrêté du 30 décembre 1922)

(Place du timbre) Je soussigné (nom, prénoms, profession, adresse)
..... de nationalité, déclare
être en possession d'..... poste radioélectrique de réception
privé, pour l'utilisation duquel je m'engage à me soumettre,
sans aucune réserve, à toutes les dispositions réglementaires
intervenues ou à intervenir en matière d'établissement et d'usage
de postes radioélectriques privés.

Destination d'..... poste et but poursuivi par le déclarant :

Position exacte d'..... poste :

Description sommaire d'..... poste (principales caractéristiques techniques,
type des appareils utilisés, nombre de réceptions indépendantes)

A..... le..... 19.....

Monsieur le Directeur des Postes et des Télégraphes, à..... ⁽²⁾

Vu sans observations,

A....., le..... 19.....

Le Directeur des Postes et des Télégraphes.

⁽¹⁾ A établir en double expédition dont une sur timbre (joindre des pièces justificatives de l'identité, du domicile ou de la nationalité).

⁽²⁾ Chef-lieu du département dans lequel le poste est installé.

LA CONSTRUCTION D'UN ONDEMÈTRE PORTATIF POUR PETITES LONGUEURS D'ONDES ⁽¹⁾

Un ondemètre est un appareil servant à mesurer la fréquence ou la longueur des ondes. Les ondes se propageant toujours avec la même vitesse, si la fréquence est connue, la longueur d'onde s'en déduit.

Les ondemètres mettent en jeu le phénomène de la résonance fondamental en radiotélégraphie. Quand la self et la capacité d'un circuit auquel on a appliqué une force électromotrice alternative sont réglées de telle sorte que l'impédance du circuit soit minima et le courant parcourant le circuit maximum, le circuit est, dit-on, en résonance. La fréquence propre du circuit récepteur est alors égale à la fréquence des ondes reçues. C'est le principe de la mesure des fréquences par ondemètre.

Les postes d'amateurs aux États-Unis sont à l'heure actuelle obligés, par la législation, d'employer pour leurs transmissions des longueurs d'onde ne dépassant pas 200 mètres, et pour cette raison, il importe que les amateurs aient un ondemètre approprié, afin de mettre leurs transmissions en accord avec la loi, et il faut que cet ondemètre soit adapté à la mesure des petites longueurs d'onde de 200 mètres. D'autres ondes de petite longueur, de 360 et 485 mètres, sont maintenant employées en radiotéléphonie, et il importe d'avoir un ondemètre pouvant mesurer ces longueurs d'onde. La Conférence de Radiotéléphonie, qui s'est réunie à Washington en 1922, a été d'avis, d'autre part, de n'accorder aux postes que l'emploi de gammes de très peu d'étendue, quelques-unes ne dépassant pas 10 mètres. Les postes qui doivent employer de telles gammes d'ondes doivent évidemment être pourvus d'ondemètres bien construits, afin de satisfaire aux exigences de la loi. La confection d'un ondemètre pour ondes courtes est, pour cette raison, une question importante. C'est le but de cette notice de mettre en lumière les plus intéressantes des considérations

(1) Cet article est extrait d'une circulaire que nous a aimablement envoyée le « Bureau of Standards » en nous autorisant à la publier. Cette circulaire n° 78, adressée aux amateurs américains, rendra sans nul doute aussi, de grands services aux amateurs français. (N. de la R.)

qui permettent d'établir un tel ondemètre et de décrire la construction d'un ondemètre adapté à la mesure de fréquences d'environ 3000 à 530 kilocycles par seconde (longueurs d'onde de 100 à 570 mètres).

L'ondemètre que nous décrivons se compose de trois éléments principaux : un condensateur variable, une self fixe et un appareil indiquant le passage du courant.

Nous nous occuperons d'abord du condensateur.

Il sera bon pour commencer d'éliminer les condensateurs que leur construction rend inutilisables dans les circuits des ondemètres. Les condensateurs variables à diélectriques autres que l'air, et les condensateurs dont la capacité est modifiée par une vis qui change la distance des armatures, quels que soient les services qu'ils peuvent rendre dans d'autres cas, ne gardent pas, en général, leur étalonnage et sont par conséquent impropres à l'emploi que nous envisageons. Cette élimination nous laisse seulement en présence des condensateurs à air dont les variations de capacité sont obtenues en faisant se recouvrir plus ou moins des séries de plaques métalliques parallèles équidistantes. C'est d'ailleurs le type ordinaire du condensateur variable.

Mais tous les condensateurs de ce genre ne peuvent être employés dans les ondemètres. Un condensateur destiné à être employé dans un ondemètre doit avoir : des lames épaisses, maintenues rigide-ment écartées à l'aide de bons supports isolants et des lames mobiles d'assez grand diamètre, et, suffisamment épaisses, supportées par un axe bien construit, tournant dans un bon coussinet conique, avec, de préférence, une rotation possible de 360°.

Les défauts qui, d'ordinaire, font que les condensateurs variables ne remplissent pas ces conditions sont : des plaques trop minces, un coussinet d'axe mal établi, des plaques extrêmement proches, du jeu vertical ou latéral dans l'axe, des contacts par balais frottant sur des parties mobiles, des arrêts qui, en interrompant la rotation des plaques mobiles, les désaxent, des échelles et des indices sans fixité, et une construction défectueuse provoquant des courts-circuits en certains endroits. D'une façon générale, tout ce qui permet un changement de capacité sans un changement à l'échelle de lecture ou un changement à cette échelle sans un changement de capacité, empêche un condensateur de servir dans un ondemètre. Un moyen de protection est utile pour éliminer les changements de capacité dus aux mouvements des corps environnants, on emploie habituellement une boîte de métal reposant sur le sol et entourant le condensateur.

Examinons maintenant les bobines de self; pour qu'elles soient

satisfaisantes, il faut : 1° que l'inductance de la bobine soit telle que, étant donné le condensateur employé, la gamme de longueurs d'onde soit couverte; 2° que sa résistance effective et sa capacité répartie soient petites; 3° que son inductance, sa résistance et sa capacité soient toutes trois constantes.

Voyons le premier point : il sera bon de réduire la partie de l'échelle du condensateur employée pour la mesure des fréquences, à une section allant de 15° à 170° sur une échelle graduée en degrés, et de 8 ou 95 sur une échelle comprenant 100 divisions. Étant donné que la capacité à 170° ou 95 centièmes vaudra presque toujours plus de six fois la capacité à 15° ou 8 centièmes, la fréquence obtenue avec une bobine au bas de l'échelle ne vaudra pas moins de 2 fois 1/2 celle qui sera obtenue avec la même bobine à l'autre extrémité. Cela permettra avec une bobine de couvrir la gamme de 3000 à 1200 kilocycles par seconde (100 à 250 mètres) et avec une seconde bobine de couvrir la gamme de 1330 à 530 kilocycles par seconde (de 225 à 570 mètres).

La table suivante donne le nombre de spires nécessaire pour deux bobines de self à une seule couche, donnant avec chaque capacité maxima indiquée dans la table, les gammes dont il a été question. On notera que la grosseur du fil et la distance entre les spires n'est pas spécifiée. L'inductance est à peu près indépendante de la grosseur du fil employé et la grandeur des intervalles dépend du nombre de spires et de la longueur de la bobine, qui sont donnés. On appelle longueur de la bobine la longueur de l'enroulement, non évidemment la longueur de la carcasse.

Bobines d'induction pour un ondemètre pour ondes courtes.

BOBINE 1. — Gamme de 3 000-1 200 kilocycles par seconde (100-250 mètres). Diamètre, 10 cm; longueur d'enroulement, 2,5 cm.

Capacité maxima du condensateur.	Nombre de spires.
0,0005 microfarad	16
0,0007 —	13
0,0010 —	11

BOBINE 2. — Gamme 1 330-530 kilocycles par seconde (225-570 mètres); diamètre, 10 cm; longueur d'enroulement 5 cm.

Capacité maxima du condensateur.	Nombre de spires.
0,0005 microfarad	42
0,0007 —	35
0,0010 —	30

La deuxième condition mentionnée était que la résistance effective et la capacité propre soient petites. Une faible résistance est désirable afin de sauvegarder la sensibilité de l'appareil. Il y a plusieurs raisons pour s'assurer une capacité faible. Cette capacité sert à accroître la capacité totale du circuit. Cet accroissement sera seulement une petite partie de la capacité totale lorsque l'on est dans le haut de l'échelle du condensateur et par conséquent n'abaissera pas d'une façon appréciable la fréquence, mais cet accroissement peut être une partie considérable de la capacité lorsque l'on est au bas de l'échelle et peut sérieusement limiter l'extension de la gamme de fréquence. Une autre et plus sérieuse objection à une grande capacité propre, c'est que cette capacité est toujours plus ou moins sujette à variations venant de variations à l'entour de la bobine. Cette capacité ne pouvant être réglée, elle devra être réduite le plus possible. L'habitude d'entourer une bobine de self de vernis ou autres isolants hétérogènes ne doit être suivie dans aucun montage sérieux et il faut particulièrement l'éviter avec les bobines d'ondemètres. Les matières isolantes défectueuses que l'on emploie ainsi augmentent non seulement la capacité répartie, mais aussi la résistance effective de la bobine. Cela ne veut pas dire que tous les genres de matières isolantes fabriquées ne conviennent pas à la construction d'enveloppes pour les bobines d'ondemètres. Il est probable cependant que la meilleure façon d'enrouler la bobine d'un ondemètre telle que celle que nous avons décrite, c'est de la placer sur un cylindre de bois sec évidé à l'intérieur et enduit d'une légère couche d'un bon vernis isolant. L'emploi de gomme laque ne semble pas devoir être conseillé. Quant au bois, il suffit qu'il soit légèrement humide pour abaisser sérieusement la sensibilité de l'ondemètre. On prend cependant du bois bien choisi comme substance isolante de préférence au verre ou au carton ou à d'autres substances. Un grand nombre de matières qui sont de bons isolants accroissent beaucoup la résistance et la capacité de la bobine. Alors que ses propriétés électriques font du verre un bon isolant, il se laisse trop difficilement travailler. Quant au carton, il n'est pas assez rigide pour qu'on puisse le conseiller dans le cas présent.

Le fil utilisé peut être un fil de cuivre recouvert de deux couches de coton de 5/10 de mm ou plus gros. Ce fil doit être légèrement recouvert d'une seule couche de vernis isolant. Un isolement plus grand accroîtrait beaucoup la résistance effective et la capacité de la bobine sans autres avantages. La résistance peut souvent être considérablement réduite par l'emploi de fils divisés. Toutefois, il faut prendre

garde, en utilisant ces conducteurs que tous les brins soient continus, bien isolés et que chacun d'eux soit rattaché aux bornes de la bobine. Si l'isolement est mauvais entre 2 brins adjacents, ces contacts de grande résistance amènent un accroissement considérable des pertes. Des brins rompus rendent à la fois la capacité et la résistance de la bobine beaucoup plus grandes. On peut s'assurer de la continuité des brins en plongeant l'une des extrémités du câble dans un bain de mercure et en joignant successivement à l'autre extrémité chacun des brins à un buzzer ou à un voltmètre relié à une batterie de piles, le circuit se fermant à l'aide du mercure. L'émail peut être enlevé à l'extrémité de chacun des brins en chauffant soigneusement au rouge le bout du câble métallique et en le plongeant dans l'alcool. Mais ce procédé rend les brins plus fragiles et il faut prendre particulièrement soin de ne pas les briser.

Une bobine à une seule couche a, en général, une capacité propre plus faible qu'une bobine à couches multiples de même inductance et de même diamètre. Pour cette raison et aussi parce que l'on peut fournir avec plus de précision les données d'une bobine à une seule couche, nous avons choisi ce type dans la table donnée plus haut. Étant donné que des capacités appréciables existent lorsque se trouvent rapprochées des parties du circuit ayant des surfaces comparative-ment grandes et des potentiels différents, il s'ensuit que les conducteurs allant de la bobine au condensateur ne devront être ni longs ni rapprochés. Une autre raison pour prendre des conducteurs courts est fournie par la troisième des conditions que nous avons préalablement établies, à savoir que l'inductance, la capacité et la résistance de la bobine, y compris ses connexions, devaient être constantes. De longs conducteurs sont aisément flexibles; et des conducteurs flexibles, longs ou courts, introduisent des possibilités de variations dans l'inductance, la capacité et la résistance, qu'un avantage comme un maniement plus facile ne peut compenser. Les meilleurs contacts sont assurés par des parties métalliques rigides soudées aux extrémités du fil de la bobine et vissées dans le support en bois. La position de la bobine doit être telle que le plan de ses spires soit perpendiculaire aux plaques du condensateur si le condensateur n'est pas protégé, afin d'éviter que le courant induit de la bobine ne fasse naître des courants de Foucault dans les plaques du condensateur. Étant donné d'ailleurs que presque toujours il est plus facile pour coupler d'avoir le plan de la bobine vertical et les plaques du condensateur horizontales, ce point se trouvera réalisé de lui-même en général. Il est très important, en construisant définitivement la bobine,

de serrer assez toutes les spires pour que, en les maniant avec soin, elles ne bougent absolument pas.

Les bobines doivent être fixées à des supports de façon à pouvoir être convenablement connectées ou enlevées.

La troisième partie de l'ondemètre est l'appareil qui marque le passage du courant et indique ainsi la résonance. Avec un détecteur à cristal et des récepteurs téléphoniques, il pourra n'y avoir qu'un seul point de connection, c'est-à-dire que le détecteur et les téléphones formeront un circuit clos dont l'un des points sera joint à l'une des bornes de la bobine. Ce dispositif est suffisamment sensible et rend la mesure de l'ondemètre très indépendante de la position des conducteurs téléphoniques, au moins tant qu'ils ne croisent pas quelque partie de l'ondemètre ou tant qu'ils ne l'entourent pas. Un appareil plus précis est le thermogalvanomètre ou le milliampermètre [haute-fréquence. On trouve d'ordinaire que les appareils à couple thermo-électrique donnent de meilleurs résultats que les appareils thermiques, parce qu'ils répondent plus vite aux variations de courant. L'instrument devra donner la déviation maxima pour un courant d'environ 0,1 ampère. Mais il devra pouvoir supporter une surcharge considérable. Il est généralement intercalé directement dans le circuit de l'ondemètre, *quelquefois on le shunte pour maintenir faible la résistance du circuit*. Il est important de noter que la présence de l'appareil modifiera probablement la capacité, l'inductance et la résistance du circuit, de telle sorte que l'ondemètre doit être étalonné en ayant dans son circuit l'appareil qui servira à la mesure des fréquences. Un appareil bon marché et qui donne des résultats satisfaisants est une petite lampe à incandescence branchée directement dans le circuit de l'ondemètre. Pour éviter de changer l'étalonnage de l'ondemètre, on ne changera la lampe que le moins souvent possible. S'il faut la changer, on la remplacera par une lampe tout à fait semblable. La sensibilité de cet appareil peut être beaucoup accrue par l'emploi d'une pile sèche et d'un rhéostat mis en parallèle sur la lampe de l'ondemètre. En réglant le rhéostat de façon à ce que le filament de la lampe soit presque au point d'incandescence, il est possible de faire allumer la lampe par des courants induits beaucoup plus faibles que ceux qui autrement l'allumerait. Toutefois, des changements dans la batterie et le rhéostat changeront les caractéristiques du circuit et, par conséquent, l'étalonnage de l'ondemètre. Cet appareil devra, par conséquent, être employé avec précaution.

L'ondemètre peut être excité par choc, c'est-à-dire par une source

d'ondes très amorties ayant seulement un très petit nombre d'ondes par train d'ondes. L'ondemètre peut alors être employé comme source d'ondes amorties pour déterminer la fréquence pour laquelle un appareil récepteur est accordé. Le buzzer, en série avec la batterie, est connecté aux bornes du condensateur, complétant son circuit, quand le contact est fermé, avec la bobine de self de l'ondemètre. Pas plus de quatre volts ne doivent être utilisés pour actionner le buzzer. Celui-ci augmentera la capacité du circuit, faisant par là décroître sa fréquence. Cela sera particulièrement notable lorsque l'on sera au bas de l'échelle du condensateur, où il pourra y avoir un abaissement de la fréquence de *plusieurs unités* %, ce qui peut être réduit par l'emploi de conducteurs courts et espacés entre la batterie et le buzzer. Si l'ondemètre est construit avec à la fois un buzzer et un ampèremètre, l'ampèremètre devra être connecté dans le circuit de façon que le courant de la batterie qui alimente le buzzer ne traverse pas l'ampèremètre. S'il n'en est pas ainsi, l'ampèremètre pourra être grillé par le courant venant de la batterie du buzzer.

Le montage des parties d'un ondemètre doit être tel que chacun des éléments soit uni au reste du circuit par des conducteurs rigides. Le montage dans une boîte est l'égal de tout autre montage pour ce

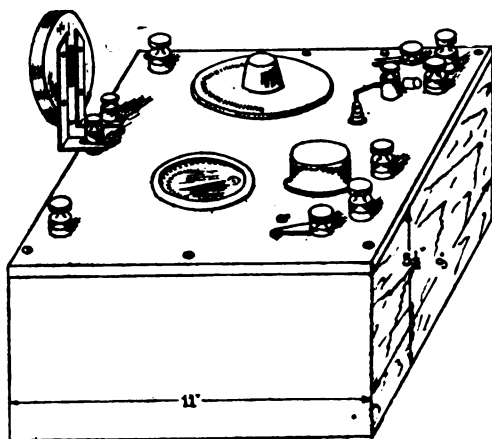


Fig. 1.

qui est de la rigidité, et il est supérieur à tout autre pour la facilité de transport et la protection des diverses parties. La figure 1 montre une boîte de montage.

Les dimensions sont déterminées par le constructeur étant donné

que les dimensions des différents éléments sont sujettes à variation. Le coffre doit pouvoir supporter le transport. Les différents éléments sont montés sur un panneau de matière isolante rigide ne pouvant absorber l'humidité. Ce panneau est à son tour protégé par le coffre qui le supporte. On peut employer un panneau de bois très sec recouvert de vernis isolant. La figure 1 montre une disposition des différentes parties. Il faut se soucier de rendre facile le maniement de l'appareil et de distribuer les connexions de façon à garder aux capacités réparties de faibles valeurs. La meilleure disposition des éléments sur le panneau dépend des appareils employés et le constructeur devra chercher le meilleur dispositif dans chaque cas particulier. La figure 2 donne le schéma des connexions qui doivent être

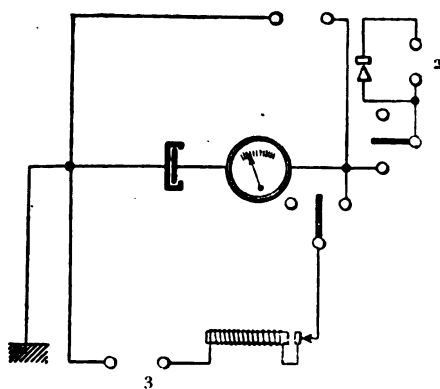


Fig. 2.

1. Bornes de la self.

2. Bornes d'antenne.

3. Bornes de la pile.

faites en fil de cuivre de 2 millimètres ou plus et soudées à des cosses. Là où il faut faire des angles, on courbe à angle droit. Si l'on désire avoir un appareil récepteur pour ondes courtes, des bornes pour l'antenne et des connexions au sol pourront être ajoutées sans nuire à la valeur de l'appareil en aucune manière à condition de le manier avec soin. Un ondemètre doit être touché avec beaucoup plus de soin qu'un appareil récepteur ordinaire. Si l'on veut protéger l'ondemètre, une feuille de cuivre ou de laiton percée de trous pour laisser passer les fils, peut être fixée au-dessous du panneau. Les trous devront avoir au moins 3 millimètres 1/2. La figure 3 donne les dimensions et la construction des bobines de self.

Les carcasses sont faites au tour et sont en bois très sec. Plusieurs couches de vernis isolant appliquées sur la carcasse empêcheront l'absorption de l'humidité. Les spires dont on a calculé le nombre et qui

sont faites de fil de grosseur convenable, sont enroulées en une seule couche sur la carcasse destinée à cet usage. Une légère couche de vernis isolant est passée sur le fil pour le maintenir en place et empêcher l'humidité de changer la distribution de la capacité. Les extrémités de la bobine de self sont soudées aux bornes. Les vis rattachant les carcasses de la bobine aux bornes doivent être en laiton plutôt qu'en un métal possédant des propriétés magnétiques.

Il est bon que le coffre soit pourvu d'une enveloppe protectrice et d'une poignée.

Après sa construction l'ondemètre doit être étalonné.

Deux conditions se rattachent à l'emploi d'un ondemètre étalonné :
1° ne soumettre l'appareil à aucun traitement pouvant changer son

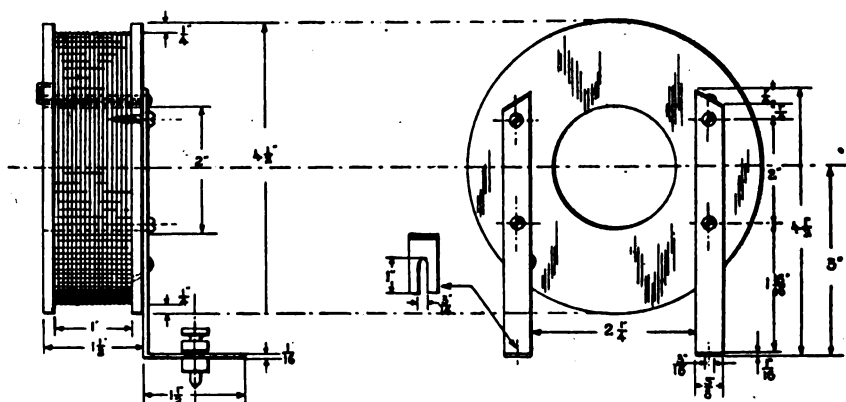


Fig. 3.

étalonnage; 2° ne pas le coupler trop à la source du courant haute fréquence que l'on doit mesurer. La seconde condition se trouve remplie si l'on met toujours l'ondemètre assez loin de la source du courant pour que, en l'approchant, on ne change pas la résonance.

On peut faire des mesures de décrément à l'aide d'un ondemètre, en mettant une échelle appropriée sur le condensateur variable. Pour un ondemètre ayant un condensateur à plaques semi-circulaires ou un condensateur tel que la courbe de sa capacité soit à étalonnage linéaire, la capacité étant très petite au zéro, on peut montrer que l'échelle à employer comporte une graduation variant comme le logarithme de l'angle de rotation. Une telle échelle, convenant à un condensateur à plaques semi-circulaires, se trouve figure 4. Cette échelle peut être copiée et adaptée aux dimensions de cadran du condensateur employé. Elle peut être fixe, si une aiguille peut s'y déplacer; elle

peut être montée sur un cadran mobile et c'est alors l'aiguille qui est fixe. L'aiguille doit être au zéro pour la capacité maxima. Les échelles de la plupart des condensateurs se lisant en sens inverse des aiguilles d'une montre, ce dispositif fait mettre généralement l'échelle de décrétement dans l'espace resté libre à l'opposé de l'échelle des capacités. Une mesure de décrétement se fait de la façon suivante : on observe d'abord le courant maximum, puis on lit les nombres marqués à l'échelle des décrétements pour les positions où le courant marqué a son carré moitié du carré du courant maximum.

L'échelle est telle que la différence entre les deux lectures soit

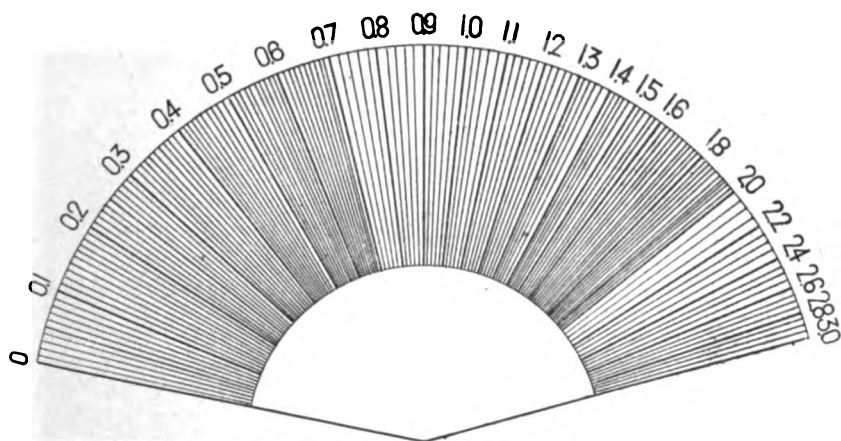


Fig. 4.

égale à $\delta + \delta'$, c'est-à-dire au décrétement du circuit transmetteur, plus le décrétement de l'ondemètre lui-même. Il faut alors soustraire le décrétement de l'ondemètre du total obtenu. Le décrétement de l'ondemètre est déterminé de la façon suivante : l'ondemètre est couplé et accordé à une source d'ondes entretenues non modulées. La somme $\delta' + \delta$ est mesurée comme précédemment. Étant donné que les ondes sont entretenues, le décrétement des ondes est zéro et le résultat obtenu est δ' le décrétement de l'ondemètre seul. En déterminant le décrétement pour différents points de l'échelle, on étalonne l'ondemètre aisément.

Les conditions nécessaires pour employer cette méthode suivant les indications ci-dessus sont les suivantes :

1° Le condensateur doit avoir des plaques semi-circulaires. Les condensateurs à plaques d'un modèle différent auront des échelles de décrétement différentes, de même qu'ils ont un étalonnage de capacité différent.

2° Il faut se rappeler que ce n'est que dans le cas où la résonance est indiquée par un appareil décelant le carré de l'intensité, qu'il faut chercher la demi-déviatiou de chaque côté de la résonance.

Si l'on emploie un appareil déviant proportionnellement au courant, il faut aller jusqu'aux points où l'on trouve une intensité égale au maximum divisé par $\sqrt{2}$.

3° L'émetteur doit avoir une puissance suffisante pour qu'on puisse coupler lâchement le récepteur avec lui.

4° On ne doit modifier ni l'émetteur, ni son couplage avec l'ondemètre pour faire la mesure du décrement.

On doit prendre la précaution suivante dans la mesure du décrement d'un poste-émetteur. L'ondemètre ne doit être couplé qu'à l'antenne et non au primaire; par suite, il doit être au moins à deux mètres de la self qui couple l'antenne au primaire. L'ondemètre doit être placé de préférence dans la connection de terre: si le courant antenne est trop faible, on fera une boucle dans la connection de terre à l'entour de l'ondemètre (1).

(1) On consultera avec fruit les articles suivants :

Cox, R. T., and Kruse, S., Portable wavemeters for short-wave radio, *Q. S. T.*, 5, 14, sept., 1921.

Sleeper, M. B., A wavemeter for radio experimenters, *Everyday Engineering*, 7, pp. 357-359, sept., 1919.

Sleeper, M. B., A heterodyne wavemeter for 170 to 21.000 meters, *Everyday Engineering*, 9, 247-250, june 1920.

Lacault, R. E., How to make and use a wavemeter for short wave lengths, *Radio News*, 3, 384-385, nov., 1921.

Wavemeters, *Wireless Age*, 9, 36-41, nov., 1921.

Goddard, R. W., Heterodyne wavemeters, *Wireless Age*, 7, 15-17, feb., 1920.

Clemons, D. R., A practical 50-5.000 meter wavemeter, *Radio-News*, 3, 934, april-may, 1922.

Kent, A. D., The design and construction of a continuous-wave wavemeter, *Wireless World*, 8, 6-12, april, 1920.

Atkinson, Cyril T., The construction of a continuous-wave wavemeter, with special reference to heterodyne reception, *Wireless World*, 9, 444-447, oct., 15, 1921.

Ballhatchet, A. V., B wavemeter, *Model Engineer*, 44, 89-91, Feb. 3, 1921; *Radio-Review*, 2, 217, April, 1921.

Pacent, L. G., Wavemeter construction and operation, *Q. S. T.*, 3, 8-10 décembre 1919.

ANALYSES ET BIBLIOGRAPHIE ⁽¹⁾

ÉMISSION

Projet d'installation d'une station radio télégraphique émettrice, à Pézenas: *R. G. E.*, 23 décembre 1922, tome XII, n° 25, p. 965. — La station de Pézenas (Hérault), dont la construction, commencée en 1919, puis ajournée, vient d'être re-

2 300 m. Se donnant ensuite l'intensité à la base de l'antenne, il en tire, de proche en proche, la répartition du courant et de la tension, pour les deux ondes de travail : 3 000 et 10 000 m. Il détermine aussi la résistance et la hauteur effective. La résistance prévue pour la prise de terre étant de 2 ohms pour 3 000 m. et de 1 ohm seulement pour 10 000 m, il obtient finalement les résultats suivants :

Onde	Hauteur effective	Resistance ohmique	Resistance de rayonnement	Resistance totale	Rendement
3 000 m	114,50 m	0,235 ω	2,36 ω	4,6 ω	0,51
10 000	107,	0,366	0,185	1,55	0,12

prise, est destinée à l'établissement d'une liaison radiotélégraphique directe entre la France et ses possessions de l'Afrique du Nord. Elle comprendra une antenne en T, dont la nappe horizontale, composée de 8 fils, mesurera 320 mètres de longueur. La hauteur moyenne de cette nappe sera d'environ 130 m. Les 8 fils formeront un prisme, dont la section droite sera un octogone régulier inscrit dans une circonférence de 6 m de diamètre. L'article est relatif au calcul mécanique et électrique de cette antenne. L'auteur détermine les efforts supportés par les fils de descente, par ceux de la nappe horizontale, et par les câbles qui supportent celle-ci. Il en déduit la traction exercée sur les pylônes.

Puis il décompose l'antenne en 6 tronçons, dont il calcule la self et la capacité; et, appliquant la méthode des conducteurs chargés, il en déduit la longueur d'onde propre, égale à

Le poste travaillera sur 3 000 m avec un poste à lampes mettant 5 kw dans l'antenne, et sur 10 000, avec un alter-nateur de 25 kw-ant. — David.

LAMPES

Détermination à l'oscillographe des caractéristiques des tubes thermoioniques ; LÉON CHAFFEE. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, t. X, pp. 440-450, décembre 1922. — La tension continue constante est appliquée entre le filament et la plaque du triode à étudier.

L'un des équipages d'un oscillographe double est intercalé dans le circuit plaque, l'autre dans le circuit grille.

Les déplacements des spots des deux oscillographes viennent s'enregistrer sur une pellicule photogra-

⁽¹⁾ L'analyse des revues concernant la radiotélégraphie est assurée par les soins de MM. BERGERON, capitaine au centre radiotélégraphique de la Tour Eiffel (analyses signées Be); BION, capitaine de corvette (analyses signées Bi); CLAVIER, ingénieur à l'établissement central du matériel de la Radiotélégraphie militaire (analyses signées C.); JOUAUST, ingénieur électricien, professeur à la section de radiotélégraphie de l'Ecole supérieure d'Electricité (analyses signées J.); MÉSNY, professeur d'hydrographie (analyses signées My); METZ, capitaine à l'établissement central de la Radiotélégraphie militaire (analyses signées Mz); commandant PÉRIER, de l'artillerie coloniale (analyses signées Pr); PLANIOL, ingénieur E. S. E. (analyses signées Pl); RIVET, ingénieur E. S. E. (analyses signées R.) Ces analyses sont classées par rubrique suivant le sujet auquel elles se rapportent.

phique enroulée sur un tambour mù par un moteur. Ce moteur commande en même temps le curseur du potentiomètre circulaire qui fait varier la tension intercalée entre le filament et la grille.

Le déplacement angulaire de la pellicule est donc proportionnel aux variations de la différence du potentiel entre le filament et la grille. Les deux caractéristiques plaque et grille sont donc tracées sur la pellicule. A la différence de potentiel fournie par le potentiomètre, on peut superposer une petite différence du potentiel alternative.

Celle-ci a pour effet de produire des dents dans les caractéristiques. L'amplitude de ces dents mesure le pouvoir amplificateur du tube aux divers points de la caractéristique.

Au lieu d'une différence de potentiel alternative, on peut appliquer une différence de potentiel de haute fréquence modulée par un tikker.

On observe encore des dents dans la caractéristique plaque. L'amplitude de ces dents permet d'apprécier pour les diverses régions de la caractéristique les propriétés détectives du tube.

Un certain nombre de figures montrent les résultats obtenus par l'auteur sur plusieurs variétés de lampes. — J.

Tubes électroniques photoélectriques; H. A. BROWN et C. T. KNIPP. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, t. X, pp. 451-464, décembre 1922. — On sait que les tubes contenant des traces de gaz présentent, dans certains cas, des propriétés détectrices remarquables.

Les auteurs ont pensé qu'on améliorerait encore ces propriétés en introduisant dans l'ampoule des gaz ayant des potentiels d'ionisation excessivement faibles. C'est le cas des vapeurs des alliages potassium-sodium, de césium, de rubidium.

Dans ce but, ils ont réalisé des triodes contenant une certaine quantité d'alliage potassium-sodium.

Cet alliage était obtenu en chauffant dans un récipient scellé et vide d'air

un mélange de 23 grammes de sodium et de 39 grammes de potassium.

Pour introduire cet alliage dans les lampes, les auteurs employèrent le mode opératoire suivant:

Un récipient en verre contenant l'alliage était réuni par un tube en verre à l'ampoule d'une lampe à trois électrodes. Une autre tubulure permettait de faire dans cette ampoule le vide par les procédés habituels.

Lorsque ce vide avait été réalisé de façon à obtenir une bonne lampe ordinaire, on chauffait le récipient contenant l'alliage dont une partie distillait et venait former une pellicule sur les parois de l'ampoule.

Les auteurs ont étudié plusieurs lampes ainsi préparées.

Ils donnent les caractéristiques de ces lampes (courant filament plaque en fonction de la différence de potentiel filament grille pour une tension plaque donnée).

Un fait assez curieux, c'est l'existence d'un courant filament plaque en l'absence de toute tension plaque.

Ce courant commence pour une tension grille d'environ — 3 volts et atteint sa valeur de saturation pour environ + 1 volt. Les auteurs attribuent ce fait aux propriétés photoélectriques de l'alliage illuminé par le filament.

L'examen de ces caractéristiques montre qu'une semblable lampe doit posséder des propriétés détectrices particulières pour une tension plaque de 10 volts, la grille étant au potentiel du filament.

En effet, l'expérience a prouvé que, dans ces conditions, les propriétés détectrices de ces lampes étaient environ trois fois supérieures à celles des meilleures lampes douces.

En rendant la grille négative par rapport au filament, ces lampes peuvent être utilisées pour l'amplification. — J.

Amplificateur à haute fréquence; P.-D. LOWELL. *Scientific Papers of the Bureau of Standards*, n° 449. — L'auteur donne des renseignements sur divers amplificateurs.

pour courtes longueurs d'onde construits au Bureau of Standards.

Il a réalisé pour les longueurs d'onde de 600 à 1 000 m un amplificateur avec liaison par transformateurs à air. Les deux enroulements de ces transformateurs étaient identiques. Ils étaient réalisés avec du fil de 0.1 mm isolé à la soie et enroulé de façon à former une bobine plate en nid d'abeille ayant 3.17 cm de diamètre intérieur, 4.45 cm de diamètre extérieur, 2.38 mm d'épaisseur. Chaque enroulement comportait 350 tours.

Pour 600 mètres, les deux enroulements étaient placés à environ 1.5 cm l'un de l'autre, on les rapprochait au fur et à mesure que la longueur augmentait, de façon à ce qu'ils fussent en contact pour 1 000 mètres.

On conçoit que cette manière d'agir modifiait la capacité entre les enroulements qu'on amenait ainsi à résonner sur la longueur d'onde à recevoir.

Un dispositif mécanique permettait de faire varier simultanément la distance entre les enroulements de tous les transformateurs de l'amplificateur. — J.

RÉCEPTION

Un appareil pour l'enregistrement automatique des signaux radiotélégraphiques; G. PESSON.

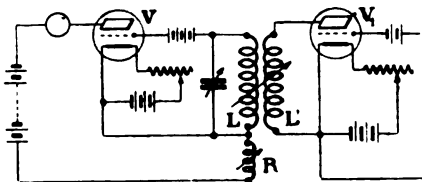
Elettrotecnica, 15 oct. 1922, n° 29. —

L'auteur a utilisé une conception qu'il avait déjà utilisée pour obtenir une modulation en radiotéléphonie. (Quelques expériences de radiotéléphonie. *Elettrotecnica*, n° 28, 15 oct. 1921, analysé dans *l'Onde Électrique*, n° 5, p. 298).

Un oscillateur à une ou plusieurs triodes en parallèle est maintenu en oscillations énergiques et la self de son circuit oscillant L est couplée à une autre self L' en dérivation sur l'intervalle filament-plaque d'une triode V, dont la grille est contrôlée par les oscillations à enregistrer. Les variations du potentiel de cette grille, dont le potentiel moyen est maintenu

à quelques volts négatifs, produisent des variations de résistance de la self L' et il en résulte une absorption variable de l'énergie de l'oscillateur.

Les expériences ont été faites à Monterotondo, avec une réception sur cadre agissant sur quatre triodes haute fréquence. La détection est faite par une triode modulatrice Jouaust (*Onde Électrique*, n° 1, pp. 26-33) qui s'est montrée nette-



ment supérieure à une triode détectrice ordinaire. Le courant basse fréquence détecté traversait un filtreur constitué par des selfs sans fer et agissait par transformateurs sur un circuit absorbant comportant trois triodes en parallèle. Le courant plaque de l'oscillateur actionnait un relais « standard » agissant à son tour sur un Wheatstone. Les variations de ce courant-plaque atteignaient 10 mA pendant la réception des stations de Carnarvon, Naüen, Paris.

De nombreux essais ont été faits et ont montré que l'appareil était très stable et tout à fait capable de faire un service courant, presque sans surveillance; il serait à même d'enregistrer aussi bien des signaux américains.

L'article contient une reproduction de signaux Morse provenant de Paris et émis à la vitesse de 360 mots/minute. — My.

DIVERS

Application à la radiotélégraphie des procédés d'étude des transmissions sur les fils; Lloyd ESPENCHIED.

Proceedings of the Institute of Radio Engineers, pp. 344-370, octobre 1922. —

L'auteur cherche à appliquer au pro-

blème des transmissions radiotélégraphiques les résultats auxquels a conduit l'étude de la propagation des courants alternatifs le long des fils.

C'est ainsi qu'il est conduit à admettre que les résistances de radiation des antennes émettrices et réceptrices sont égales.

Dans la discussion qui suit, Carson, mettant en évidence la différence entre les deux problèmes, signale que les raisonnements d'Espenchied peuvent conduire à des mécomptes. — J.

Analyse de la distribution de l'énergie dans la parole; J.-B. CRANDALL et D. MACKENZIE. *Electrical Communication*, août 1922, t. I, pp. 34-40. — Le mode opératoire était le suivant :

Divers opérateurs venaient prononcer des phrases ou des syllabes déterminées devant un condensateur microphonique.

Le courant alternatif engendré par les variations de capacité produites par les déplacements de l'armature du condensateur à air devant lequel on parlait, était amplifié par un système de lampes constituant un amplificateur à quatre étages. Le dernier étage comportait deux lampes en parallèle. Le courant provenant d'une de ces lampes venait agir sur un couple thermo-électrique. On mesurait ainsi une grandeur proportionnelle à l'énergie mise en jeu par la parole.

Le courant amplifié par la deuxième lampe venait aussi agir sur un couple mais par l'intermédiaire d'un système filtreur ne laissant passer qu'une mince bande de fréquences. On pouvait ainsi étudier la répartition de l'énergie de la voix dans le spectre des ondes sonores.

Parmi les résultats relevés par les auteurs, nous mentionnerons particulièrement celui-ci : La puissance d'une voix normale est de 125 ergs par seconde. — J.

La nature de la parole et son interprétation; HARVEY FLETCHER. *Electrical Communication*, t. I,

pp. 41-48. — Travail de phonétique basé en partie sur les recherches de Crandall et de Wendt. Les conclusions sont les suivantes :

L'intensité du son peut devenir cent fois plus grande que celle de la voix normale ou un millier de fois plus faible sans que la parole cesse d'être intelligible. L'intensité du son doit être le 10^{-10} de l'intensité normale pour atteindre le seuil de sensation de l'oreille moyenne.

Tout appareil qui doit reproduire la voix humaine doit être susceptible de transmettre également bien, les fréquences comprises entre 100 et 5000 cycles par seconde.

Quoique la plus grande partie de l'énergie dans la voix humaine corresponde à la fréquence 1000, les caractéristiques essentielles de cette voix correspondent à des fréquences supérieures à 1000.

Les sons *th* (en anglais), *f*, *r* sont les plus difficiles à entendre. Leurs caractéristiques correspondent à des fréquences particulièrement élevées. — J.

Applications du phénomène de Johnsen et Rahbeck; E. T. Z., 27 avril 1922, pp. 587-589; R. G. E., 9 décembre 1922. — On se rappelle en quoi consiste le phénomène de Johnsen et de Rahbeck, analysé par M. Poirson dans un article de *l'Onde Electrique* (n° 6, pp. 334-343) : une lame d'ardoise ou d'agate est pourvue d'un côté d'une forte couche de métal reliée à un pôle d'une source à courant continu. Sur la deuxième face, s'applique une plaque de laiton reliée à l'autre pôle de la même source : on observe alors une forte adhérence de la plaque de laiton contre la pierre. Si la première a une surface de 22 cm²; l'ardoise une épaisseur de 20 mm et la source, une différence de potentiel de 440 v, une charge de 750 g à 1000 g est nécessaire pour détacher les deux plaques si elles sont appliquées directement l'une contre l'autre, et une charge de 10 g suffit si on interpose entre elles une plaque de verre de 1.3 mm.

Comme M. Poirson, l'auteur explique ce phénomène par la résistance de contact entre les deux surfaces, en sorte que la chute du potentiel se produit totalement entre les deux surfaces. L'adhérence disparaît si l'on mouille avec de l'alcool les deux plaques; à une tension de 220 v, la source débite alors $0,67 \cdot 10^{-3}$ A, correspondant à une résistance de 300 000 ohms environ. A mesure que l'alcool s'évapore, l'adhérence se manifeste de nouveau, l'intensité diminue pour tomber à la valeur de $1 \cdot 10^{-6}$ A lors de la disparition complète de l'alcool, la résistance étant alors de $220 \cdot 10^6$ ohms. Une résistance de 100 000 ohms mise en circuit ne modifie pas l'expérience. — Après avoir décrit les variantes essayées et donné les résultats obtenus, l'auteur cite les applications pratiques de ce phénomène qui permet d'obtenir des efforts d'adhérence notables pour des intensités très petites dans des circuits dont la résistance n'entre pas en ligne de compte. L'avantage sur l'électroaimant est la moindre intensité demandée et la plus grande puissance obtenue; l'inconvénient réside dans la diminution très rapide de l'attraction avec la distance des plaques et dans l'influence néfaste de l'humidité et de la poussière. — On décrit, d'abord, les appareils dont les plaques et les conducteurs sont immobiles: un relais sensible à $1 \cdot 10^{-6}$ A est constitué par une plaque métallique enchâssée dans une plaque d'ébonite et reliée à un fil de la ligne; une plaque d'ardoise reliée au second fil de la ligne, adhère fortement contre elle, tant qu'il passe un courant de $1 \cdot 10^{-6}$ A, mais tombe en actionnant un levier qui enclanche une sonnerie dès que ce courant cesse. Un dispositif du même genre est utilisé pour un réveil. Ensuite sont décrits les appareils dont les plaques et les conducteurs sont mobiles: un relais d'une sensibilité comparable à celle du précédent est réalisé d'une manière un peu différente: les deux plaques sont circulaires, concentriques et l'une d'elles tourne autour d'un axe perpendiculaire à sa surface, tandis que l'autre

est folle. Lorsque le courant passe, la plaque folle est embrayée par l'autre et son mouvement actionne le signal. Un relais télégraphique est constitué par un long levier fixé à une extrémité et muni à l'autre extrémité d'un style inscripteur. Près du style est disposé le système des plaques à attraction, et quand le courant passe, les deux plaques adhérant fortement, font appuyer le style sur la bande. Ce relais permet de très grandes vitesses, car il n'a aucune inertie magnétique et sa rapidité n'est limitée par aucune constante de temps, comme dans les électro-aimants employés jusqu'ici. — L'auteur décrit, enfin, les appareils où la plaque d'ardoise est remplacée par un cylindre tournant sur la surface duquel une feuille conductrice s'enroule sur 180° . Cette variante permet d'amplifier les conséquences de la variation de l'attraction suivant la tension appliquée. L'adhérence causée par le passage du courant détermine l'entraînement de la feuille métallique par le cylindre et la mise en jeu de contacts. Deux montages sont donnés, destinés à des relais téléphoniques et à des relais inscripteurs de signaux Morse, l'un pour la télégraphie ordinaire, l'autre avec un amplificateur à lampes pour la télégraphie sans fil. — C.

Chauffage par induction à haute fréquence. Etude du rendement du four à induction; G. RIBAUD, professeur à la Faculté des Sciences de Strasbourg. *Recherches et Inventions*, 13 janvier 1923. — *Méthode de mesure*. — L'étude de l'énergie fournie à la substance conductrice placée à l'intérieur de l'enroulement du four peut se faire très aisément par une méthode calorimétrique. On peut, si le corps a une chaleur spécifique bien connue (mercure, par exemple), noter l'élévation de température de ce corps dans un temps donné. Si la chaleur spécifique est mal connue (divers échantillons de carbone), on placera la substance dans un calorimètre à eau et on mesurera l'élévation de température de l'eau du calorimètre dans un temps connu. L'eau, totalement

isolante pour les courants de haute-fréquence, ne perturbe pas les mesures. Cette méthode calorimétrique est très rapide : avec une puissance réduite (1 à 2 kw), les élévations de température en une minute atteignent plusieurs dizaines de degrés.

L'étude a porté sur le rendement du four, c'est-à-dire le rapport entre l'énergie calorifique recueillie dans la substance et l'énergie mesurée au wattmètre à l'entrée de l'installation.

Conclusions de l'étude. — 1° Toutes choses égales d'ailleurs (capacité, dimensions du four et de la substance) les diverses substances conductrices recueillent une quantité de chaleur qui dépend de leur conductibilité (bien que le charbon soit 1.000 fois moins conducteur que le cuivre, il recueille 10 fois plus de chaleur, son élévation de température est vingt fois plus rapide);

2° Pour un four et une substance donnés, il existe une capacité du circuit de décharge fournissant un rendement maximum;

3° L'énergie recueillie dans la substance n'est pas, comme on pourrait le croire, proportionnelle à la section occupée par la substance dans le four, mais varie à peu près proportionnellement au diamètre. Cette énergie croît avec la hauteur occupée par la substance dans le four;

4° Pour une substance de hauteur donnée, il existe une hauteur d'enroulement et un nombre de tours par centimètre fournissant un rendement maximum.

Ces conclusions sont valables pour une installation à étincelle (éclateur tournant). L'auteur insiste sur le grand

intérêt que présenterait la même étude pour des installations différentes (arc, poste à lampes). — C.

Dispositif de photographie à grande vitesse par oscillographe;

E.-A. ECKARDT. *Journal of the Franklin Institute*, juillet 1922, t. 194, pp. 49-67. — L'auteur décrit un procédé permettant de mesurer d'une façon précise de petits intervalles de temps. On fait en sorte que les phénomènes entre lesquels on veut déterminer la différence de temps produisent des variations de courant dans un oscillographe. Les rayons lumineux réfléchis par le miroir de cet oscillographe viennent impressionner une pellicule enroulée sur un tambour tournant à grande vitesse.

Dans l'appareil réalisé par l'auteur au Bureau of Standards, le tambour portant la pellicule avait 5 pieds (environ 1 m 30) de diamètre.

La vitesse périphérique pouvait atteindre jusqu'à 10 mètres par seconde.

On enregistre également sur la pellicule les rayons réfléchis par un miroir porté par un diapason. Ce diapason était entretenu au moyen d'une lampe à trois électrodes, suivant le procédé indiqué par Eccles et Jordan (*).

Parmi les diverses applications signalées par les auteurs, nous noterons la détermination du temps perdu par les relais qui, de l'Observatoire de Washington, commandent l'émission des signaux horaires par le poste d'Annapolis.

Il a été trouvé que ce temps était de 0,06 seconde, mais qu'il présentait des variations de l'ordre de 0,01 seconde. Pour des déterminations précises de longitude, il est donc nécessaire de le déterminer pour chaque émission de signaux. — J.

(*) Ce procédé avait été indiqué à la même époque par M. Abraham.

MONTAGES ET TOURS DE MAIN

Quelques expériences sur les très courtes ondes. — On peut réaliser un transmetteur de très courtes longueurs d'ondes et un récepteur comme l'indique la figure ci-contre et les schémas. Une tige de laiton est divisée en deux parties égales, séparée

plement. Les tiges de l'émetteur auront chacune 45 cm de long environ, celle du récepteur 75 à 80, y compris la sel. B. On pourra, avec ce système, faire d'intéressantes expériences sur les propriétés directives de l'émetteur.

(Radio News. Décembre 1922.)

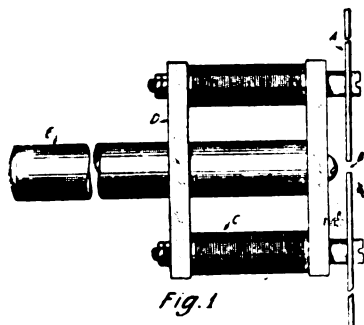


Fig. 1

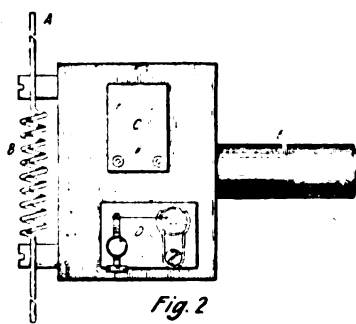


Fig. 2

par un intervalle d'éclatement Théoriquement, la longueur d'onde engendrée est égale au double de la lon-

Une cause de parasites dans les réceptions de télégraphie sans fil.

— M. Lecrenier, docteur ès sciences, directeur technique des cristalleries du Val Saint-Lambert, entendait d'insupportables parasites; il nous en explique la cause :

Lors de réceptions dans un appareil de 4 lampes H F et 2 B F, j'étais gêné par des bruits parasites d'une nature particulière. Ils avaient le caractère d'un léger bourdonnement au commencement de la réception, mais prenaient au cours de cette dernière une importance de plus en plus grande. Cette progression régulière m'en a fait découvrir la cause. Elle résidait dans le rhéostat de chauffage des H F que j'avais construit au moyen d'une spirale de *mailechort* raccordée au circuit par une manette en *bronze*. Par suite de l'échauffement de la spirale et du fait de la composition chimique différente des deux alliages, il se produisait un courant thermoélectrique dont les variations amplifiées dans l'appareil récepteur produisaient l'accident en question. Le remplacement de la manette en bronze par une manette en *mailechort* de même composition que la spirale a fait complètement disparaître l'accident.

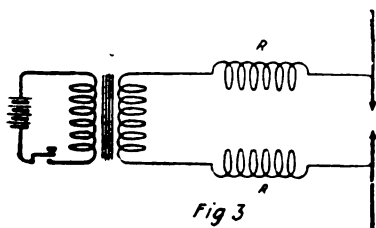


Fig. 3

gueur de la tige, mais dépend pratiquement des connexions voisines. E est un manche en bois de 25 cm de long

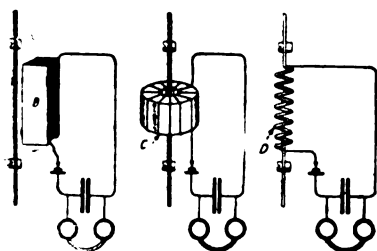


Fig. 4

environ, portant deux plaques de ba-lactite. D C et R sont des selfs d'arrêt de quelques centaines de tours. Le récepteur est construit aussi très sim-

CORRESPONDANCE & AVIS

Indicatifs nouveaux. — Les postes R E D, 9, rue du Cherche-Midi, nous informent que l'Administration des Postes et Télégraphes a donné à leur station d'émission l'indicatif 8 B T.

Radiotéléphonie sur ondes courtes. — 8 B F (M. Louis, à Orléans) se distingue ! Nous extrayons d'une lettre les intéressants renseignements suivants :

Voici quelques résultats obtenus au 30 janvier 1923 par mon poste 8 B F, situé à Orléans, constitué comme suit : une antenne de type prismatique en T d'orientation, est-ouest, de longueur d'onde propre 180 mètres ; une terre métallisée, avec 6 fils rayonnant sous l'antenne. Ce poste de montage genre Colpitts américain, modifié, comporte 2 lampes E, en parallèle, chauffage des filaments par accumulateurs ; la tension plaque de 800 volts est fournie par une dynamo ; le courant mis dans l'antenne est de 1,7 à 2 ampères ; sa portée télégraphique englobe toute la France, l'Angleterre et la Hollande.

Il a été reçu en téléphonie, par les postes anglais 2 K F et 2 O D, sur 3 lampes, paroles et musique, parfois même sur 2 lampes ; par 5 L Z de Londres sur antenne de 5 mètres de longueur et 3 de hauteur.

Avec 3 lampes, et une très bonne réception, par M. Deloy 8 A B, à Nice ; par M. Luthi, à Genève, avec une seule lampe, montage ordinaire à réaction, réception excellente.

Liaison radiotéléphonique entre New-York et Londres. — Un récent numéro du « Daily Mail » de Londres donne un compte rendu d'expériences de téléphonie sans fil entre New-York et Londres.

La voix empruntait d'abord 90 kilomètres de ligne téléphonique avant de parvenir à la station Radio de Rocky-Point. La réception à la nouvelle usine de la Western Electric à New Southgate était très nette, bien que faite sur cadre de faibles dimensions.

Ces essais permettent d'espérer que la liaison, dans des conditions commerciales, pourra être réalisée, dans un avenir pas très éloigné, entre les deux continents.

Demandes

RADIO-AMATEURS, 45, rue Saint-André-des-Arts, prie MM. les constructeurs d'appareils et de pièces détachées de T. S. F. de leur adresser leur catalogue et de leur faire offre de fournitures.

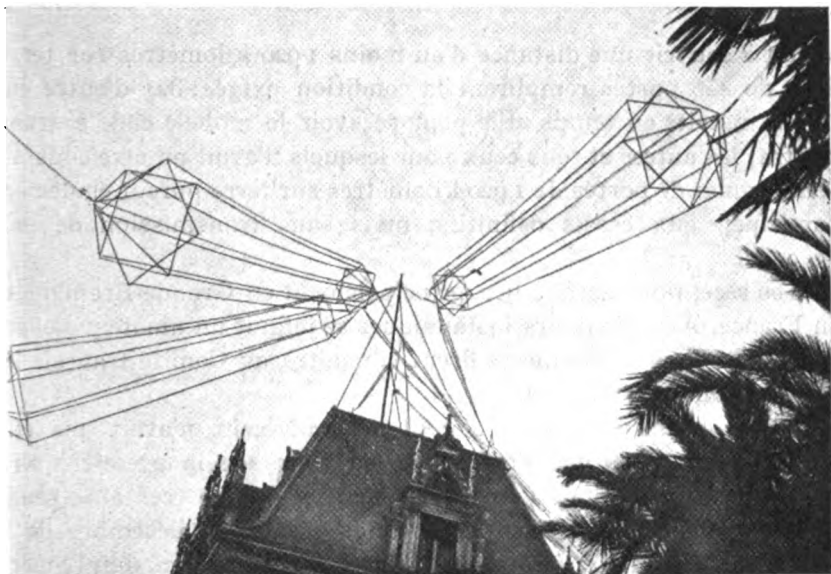
EXAMEN D'APTITUDE à l'emploi de radiotélégraphiste de bord.

La date de la prochaine session d'examen pour l'obtention du certificat d'aptitude à l'emploi de radiotélégraphiste de bord est fixée au 12 mars 1923, à Paris.

Les candidats se réuniront à la Direction du Service de la Télégraphie sans fil, 5, rue Froidevaux.

Les dossiers complets et réguliers des candidats devront être adressés avant le 2 mars au Service de la Télégraphie sans fil, 5, rue Froidevaux, Paris (XIV^e) ; passé ce délai, les déclarations de candidature ne seront plus acceptées.

La session de Saint-Nazaire aura lieu le 22 mars, à l'hôtel des Postes de Saint-Nazaire ; les dossiers des candidats devront parvenir au Service de la Télégraphie sans fil avant le 12 mars.



L'antenne du poste 8 A B (M. Deloy, Nice).

LES ESSAIS TRANSATLANTIQUES

Compte rendu de la troisième série d'essais transatlantiques effectués en décembre 1922 entre les amateurs de télégraphie sans fil américains et européens.

Résultats obtenus en France et en Suisse.

La troisième série d'essais transatlantiques, organisés aux États-Unis par la *American Radio Relay League* et en Europe par les sociétés de télégraphie sans fil de France et de Grande-Bretagne, comportait des transmissions américaines, écoutées en Europe du 12 au 21 décembre, et des transmissions européennes, écoutées en Amérique du 22 au 31 décembre.

Les transmissions se faisaient de nuit, de 0 h à 6 h (Greenwich), sur longueurs d'onde d'environ 200 mètres et avec puissance maxima d'un kilowatt.

1° TRANSMISSIONS AMÉRICAINES

Des essais préliminaires locaux ont eu lieu du 26 octobre au 4 novembre, en vue de faire une sélection des meilleurs postes d'amateurs américains, auxquels devait être attribué un mot de code à transmettre, non connu des stations de réception. L'épreuve con-

**

sistait à couvrir une distance d'au moins 1 920 kilomètres sur terre. Près de 450 postes remplirent la condition exigée; 324 d'entre eux furent inscrits en temps utile pour recevoir le mot de code à transmettre; les autres et tous ceux pour lesquels n'avait pu être constaté le minimum de portée de 1 920 kilomètres sur terre purent également participer aux essais définitifs, mais sans transmission de mot de code.

Les réceptions eurent lieu principalement en Grande-Bretagne et en France. Aux amateurs britanniques se joignit un amateur hollandais; deux amateurs suisses firent connaître au Comité français les résultats obtenus par eux.

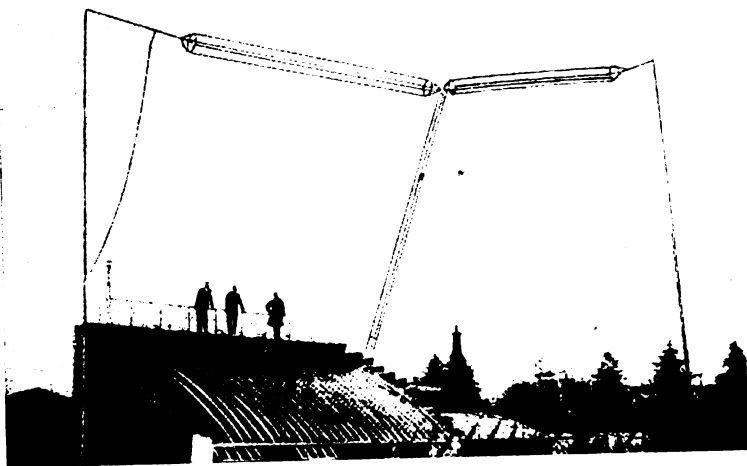
Alors qu'aucun poste d'amateur américain n'avait pu être entendu avec certitude en Europe au cours de la première série d'essais transatlantiques, en février 1921, et qu'une trentaine seulement l'avaient été pendant les seconds essais, en décembre de la même année, le nombre total des différents postes d'amateurs américains reçus, avec ou sans mot de code, par vingt-six amateurs français et par deux amateurs suisses, au cours de cette troisième série d'essais, a été de deux cent quarante-six, dont deux seulement signalés comme employant une émission amortie.

Des résultats encore meilleurs ont été obtenus en Grande-Bretagne par un plus grand nombre d'amateurs, habitués depuis plus longtemps que les amateurs français à la réception des petites longueurs d'onde. Il en sera rendu compte par un comité spécial de la Société de T. S. F. de Grande-Bretagne.

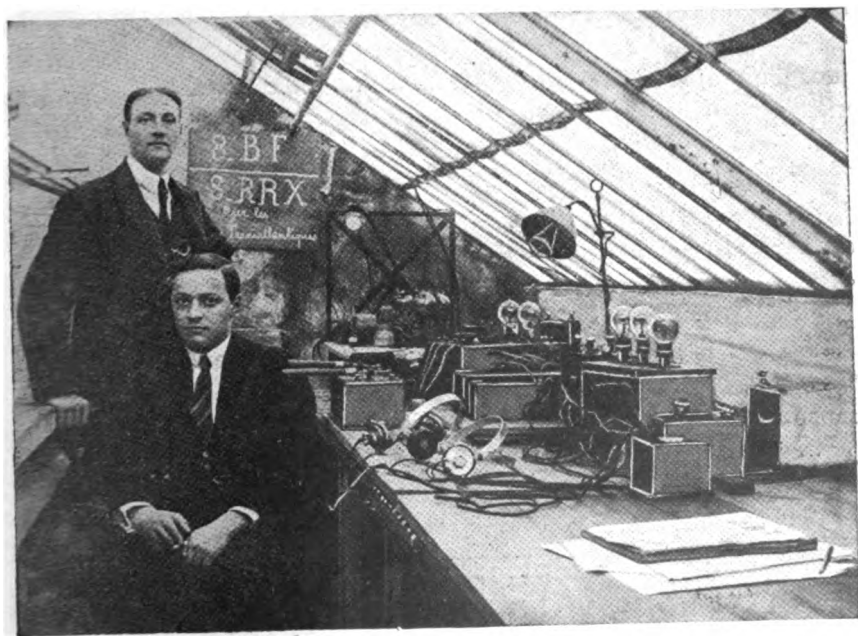
L'intérêt scientifique de ces résultats paraît indiscutable, surtout si l'on considère que la plupart des postes américains n'ont utilisé qu'une puissance bien inférieure au maximum admis d'un kilowatt ⁽¹⁾ et que la réception s'est souvent effectuée en Europe avec une seule lampe ou sur antenne très réduite.

Les essais ont été faits, il est vrai, dans des conditions optimum d'heure et d'époque de l'année. Il n'en ressort pas moins que, dans ces conditions, et indépendamment des obstacles à leur propagation dont il sera question plus loin, les ondes entretenues de petite longueur ont montré une remarquable aptitude, que l'on pourrait dire « intrinsèque », à la réalisation de grandes portées avec une petite

(1) Le seul poste dont nous connaissions actuellement les conditions d'émission et qui a été entendu en Suisse, employait, en parallèle, quatre lampes dites de cinq watts, dont le régime normal d'utilisation est, pour le filament, de 2,35 ampères sous 7,5 volts, et, pour la plaque, de 45 milliampères sous 350 volts. La tension de plaque employée était de 750 volts.



L'antenne de MM. Perroux-Louis.



Le poste de MM. Perroux-Louis.

puissance. Le poste américain 8AQO, notamment, reçu par un grand nombre d'amateurs européens, a été signalé par l'un d'eux comme « excellent sur une seule lampe » et « entendu, casque sur la table, dans toute la pièce, avec super-hétérodyne, lisible certainement à 10 mètres des écouteurs et très probablement à 20 mètres, presque avec la régularité des grands postes transatlantiques et souvent beaucoup plus fort qu'eux, à égalité de lampes ».

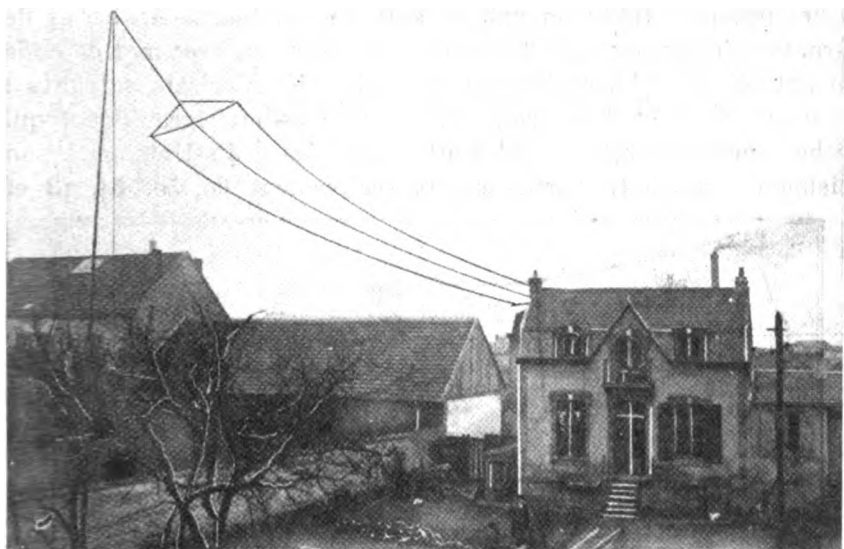
Un autre fait intéressant constaté a été celui de la réception facile de ces ondes entretenues de petite longueur sur de grandes antennes non accordées, non seulement dans le cas de disposition spéciale de ces antennes, comme celle de l'antenne Beverage, ou dans celui de l'emploi d'un récepteur plus ou moins particulier, comme le Reinartz, mais également avec des antennes et des récepteurs de types classiques.

Les essais transatlantiques ont également confirmé les difficultés qu'il y aurait à l'emploi régulier d'ondes entretenues de petite longueur pour réaliser de grandes portées, principalement à cause des obstacles qu'elles paraissent rencontrer dans leur propagation.

Il n'avait pas été question d'effectuer de jour ces essais, en raison de la grande diminution diurne de portée qui a été depuis longtemps constatée pour les ondes courtes. On avait, au contraire, choisi les heures où il fait nuit sur la totalité du parcours Amérique-Europe.

Mais, même dans ces conditions, de grandes irrégularités ont presque toujours été constatées dans l'intensité de la réception d'un même poste, cette réception pouvant varier très rapidement de « excellente » à « illisible », pour redevenir très bonne quelques instants après. Ces variations rapides, qui se produisent d'ailleurs également pour des distances beaucoup moins grandes, sont bien connues des amateurs américains, qui les désignent sous le nom de « fading » et pour lesquelles ils ont même adopté l'abréviation télégraphique spéciale QSS. Elles ont fait, de leur part, l'objet d'essais méthodiques, en collaboration avec le Bureau des Standards. De ces essais, il a semblé résulter qu'on pouvait sans doute attribuer la cause des variations rapides de l'intensité de réception des ondes de petite longueur à des absorptions ou même peut-être à des réflexions d'origine atmosphérique.

Une autre cause, d'ailleurs connue, d'absorption des ondes courtes semble bien mise en évidence par les résultats des essais transatlantiques. Les postes transmettant avec mot de code se trouvaient être assez comparables entre eux, puisqu'ils devaient, d'une part, avoir réalisé une portée terrestre minimum de 1920 kilomètres, et que,

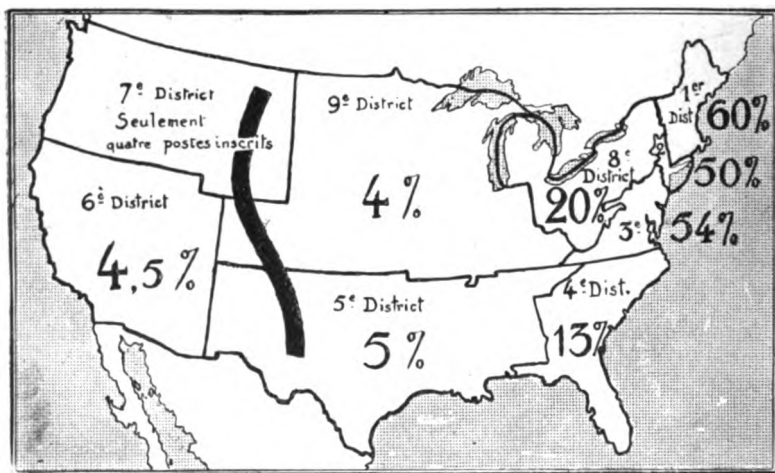


L'antenne de M. Burlet.



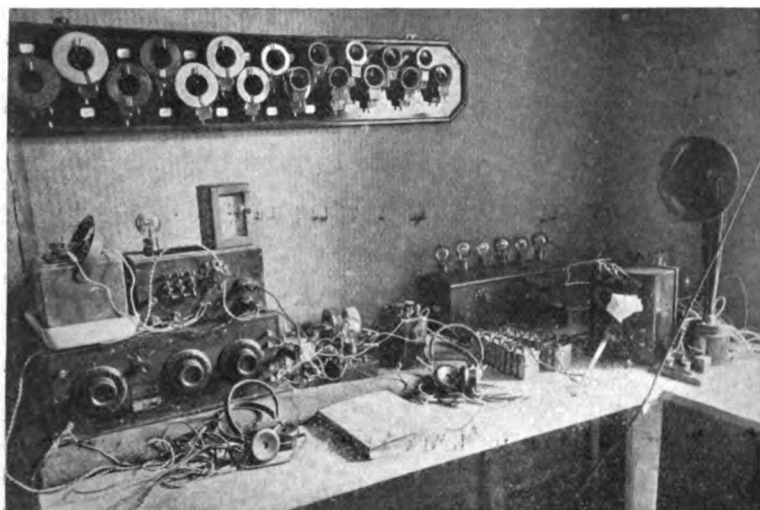
Le poste de M. Thouvais.

- d'autre part, ils ne pouvaient disposer que d'un maximum de puissance d'un kilowatt. Or, si l'on établit, d'après les résultats français et britanniques transmis par les stations de Sainte-Assise et de Carnavon, le pourcentage des postes transmettant avec mot de code qui ont été entendus en Europe, on obtient les résultats suivants : les 1^{er}, 2^e, 3^e, 4^e et 8^e districts d'inspection radiotélégraphique, qui s'échelonnent le long de la côte atlantique des États-Unis, ou à son voisinage immédiat, fournissent respectivement 60, 50, 54, 13 et

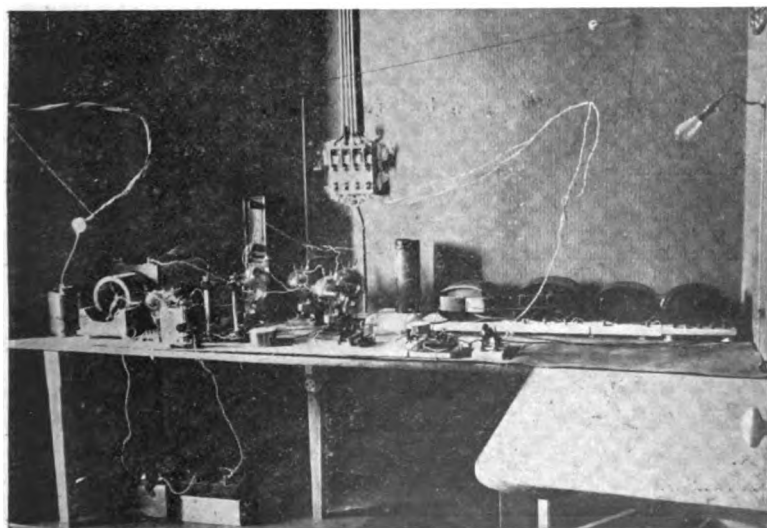


20 pour 100 de postes entendus, tandis que les districts du centre et de la côte pacifique tombent à 4, à 5, et à 4,5 pour 100. Ces derniers districts sont, il est vrai, à une distance plus grande de l'Europe que les premiers, mais ce facteur d'infériorité paraît insuffisant à expliquer, à lui seul, la grosse et brusque différence constatée, et il faut sans doute faire intervenir l'absorption due à un long trajet terrestre pour les ondes émises par ces districts.

Les premiers essais transatlantiques, ceux faits par Marconi, il y a quelque vingt ans, avec une puissance et une longueur d'onde qui ne nous semblent plus aujourd'hui que modérément grandes, ont posé le problème de la propagation des ondes hertziennes autour de la terre. Ce problème n'est pas encore définitivement résolu et différentes hypothèses se partagent, à son sujet, l'opinion des savants et des techniciens de la radiotélégraphie. Peut-être ces savants et ces techniciens trouveront-ils dans les essais transatlantiques réalisés par des amateurs à petite puissance et sur petites longueurs d'onde, l'occasion d'observations nouvelles leur permettant d'infirmer ou de confirmer l'une ou l'autre de leurs théories.



Le poste récepteur de M. Deloy.



Le poste émetteur de M. Deloy.

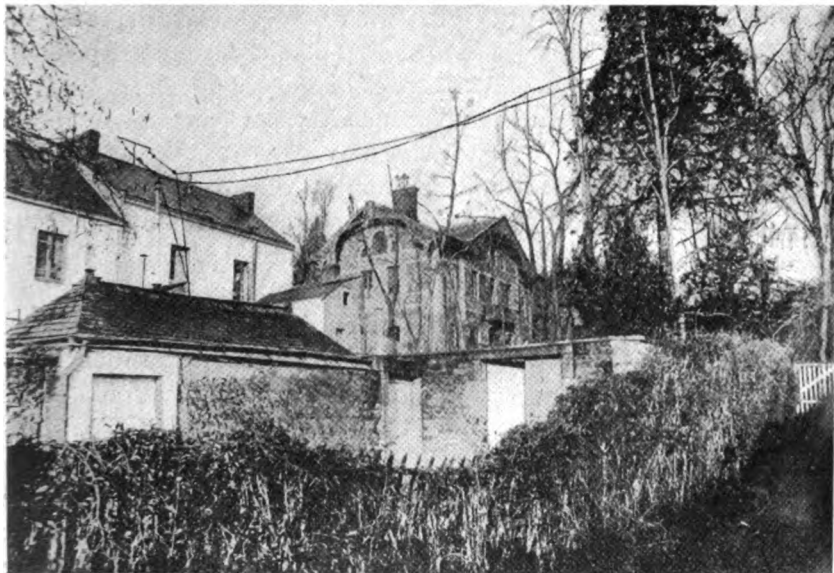
Les amateurs, qui ne peuvent se permettre des visées aussi hautes, chercheront certainement, eux aussi, à tirer des conclusions des essais transatlantiques. Pour être plus modestes, elles n'en auront pas moins pour eux beaucoup d'intérêt. Dans la grande expérience qui vient d'être faite avec ces ondes courtes, dont l'usage leur est maintenant permis, quels sont les modes de réception avec lesquels ont été obtenus les meilleurs résultats?

A vrai dire, chaque résultat particulier a dépendu non seulement de l'excellence de l'appareil utilisé, mais aussi d'autres facteurs assez nombreux, tels que l'habileté des opérateurs à s'en servir; leur habitude plus ou moins grande de la lecture au son; leur nombre même, qui pouvait leur permettre, par une écoute simultanée, de saisir des indicatifs avec plus de certitude ou de se relayer sans fatigue; le temps total qu'ils ont consacré à la réception; les qualités de leur antenne, plus ou moins haute, plus ou moins dégagée, plus ou moins bien établie, installée en un lieu plus ou moins favorable, etc.

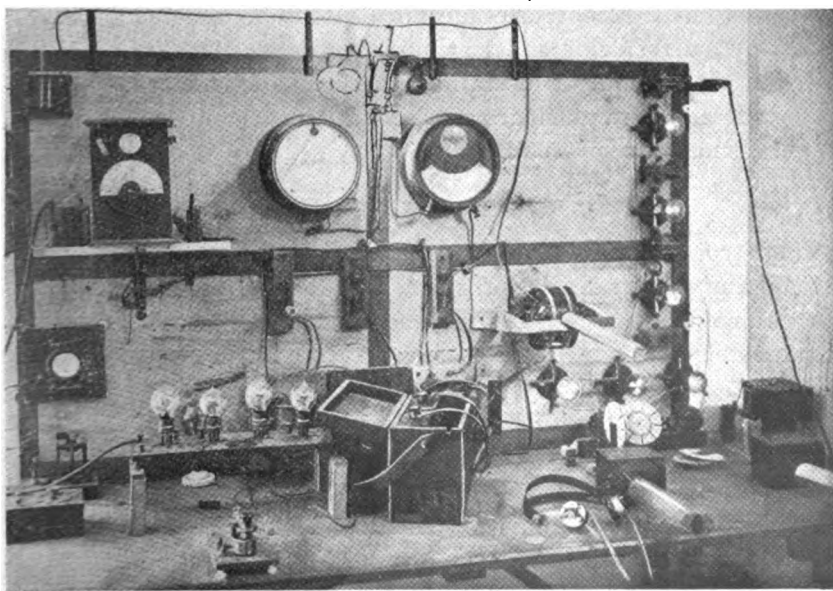
On peut espérer, cependant, qu'en considérant l'ensemble des résultats qui nous ont été communiqués par vingt-quatre stations différentes, les facteurs particuliers à chaque réception s'équilibreront plus ou moins et qu'il sera ainsi permis de dégager des conclusions montrant, dans une certaine mesure, le mérite relatif des méthodes qui ont été employées.

En classant ces méthodes de façon peut-être un peu arbitraire, mais que la pratique justifie cependant, on obtient, pour chacune d'elles, les résultats suivants :

Mode de réception	Nombre de stations ayant employé ce mode de réception	Nombre total de postes reçus par ces stations
Superhétérodyne	2	158
Un étage d'amplification HF à résonance	7	153
Pas d'amplification HF	8	102
Amplification HF par trans- formateurs sans fer	4	59
Plusieurs étages d'amplifica- tion HF à résonance	3	9



l'antenne de M. Lardry.



Le poste de M. Lardry.

Les méthodes qui, au cours de ces essais, ont donné les meilleurs résultats sont donc celle dite « superhétérodyne », dont l'idée première appartient à un français, M. Lévy, et qui a été appliquée par M. Armstrong à la réception des petites longueurs d'onde, et l'emploi d'un étage d'amplification haute fréquence, à résonance, avant la détection.

Nous n'avons pas mentionné le nombre d'étages plus ou moins grand d'amplification à basse fréquence qui a été employé dans les différents cas. La réception à grande distance des émissions sur petite longueur d'onde est, en effet, avant tout, une question, fort difficile d'ailleurs, d'amplification à haute fréquence. Et, d'autre part, beaucoup des opérateurs ayant pris part aux essais transatlantiques ont été amenés à diminuer de plus en plus leur amplification à basse fréquence, et même à la supprimer tout à fait, pour éviter l'assourdissement qui résultait pour eux de l'amplification des parasites.

Les dispositifs d'accord employés ont été soit l'Oudin, soit le Tesla, réalisés sous des formes plus ou moins classiques et avec utilisation de la réaction, soit par couplage des circuits de grille et de plaque, soit par accord variométrique du circuit de plaque.

Quatre stations ont utilisé le récepteur Reinartz, l'une avec deux étages d'amplification haute fréquence par transformateurs sans fer, les autres sans amplification haute fréquence.

Avec ce même récepteur et en n'utilisant qu'une seule lampe, une station a reçu incidemment, au cours des essais, la téléphonie sur petite longueur d'onde de la station américaine de Newark, qui a été reçue également par plusieurs autres stations avec les appareils qui leur servaient pour les essais.

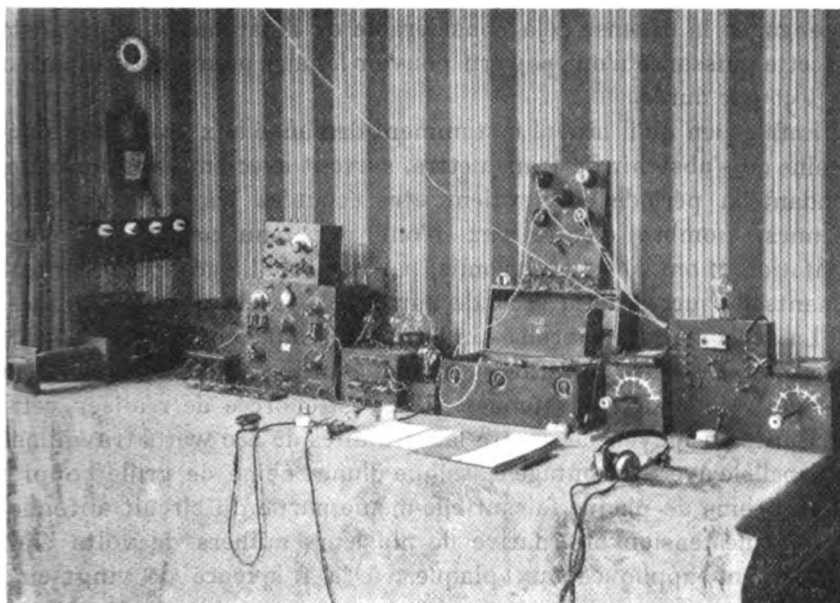
2° TRANSMISSIONS FRANÇAISES

Vingt-trois stations d'amateurs français s'étaient inscrites pour participer aux essais de transmission. Une dizaine seulement d'entre elles ont réellement transmis, et une seule, établie à Nice, a été entendue en Amérique.

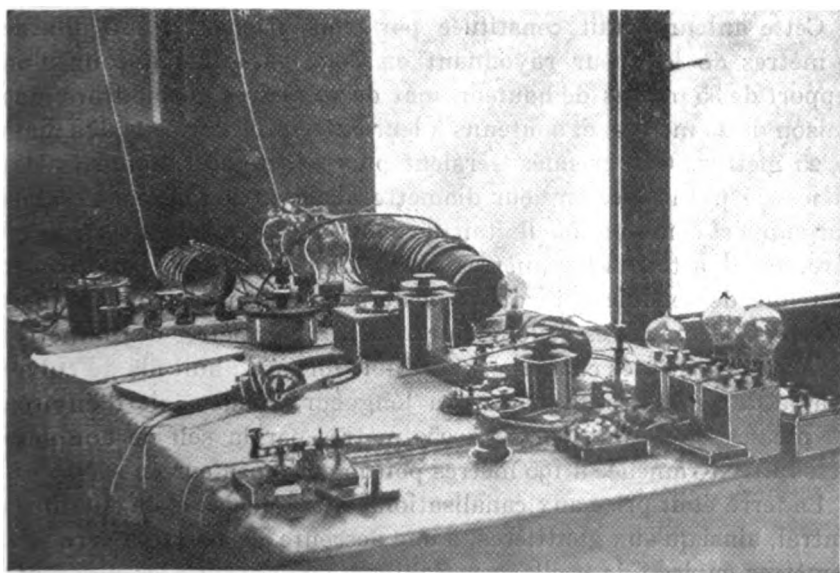
Plusieurs des stations qui ont transmis ne l'ont fait qu'assez irrégulièrement, par suite de difficultés ou d'incidents divers, certaines pendant peu de temps chaque nuit, d'autres pendant seulement une ou deux nuits.

La plupart de ces stations n'étaient d'ailleurs autorisées à transmettre qu'avec une puissance de 100 watts à l'alimentation.

Plusieurs avaient bien reçu l'autorisation d'utiliser un kilowatt, mais cette autorisation n'avait été accordée que pour la durée des



Le poste de M. J. Bouchard.



Le poste de M. Dupont.

essais transatlantiques et le petit nombre des amateurs qui auraient pu engager la dépense déjà considérable de l'installation d'un poste de cette puissance n'ont pas cru pouvoir le faire pour une utilisation de si courte durée.

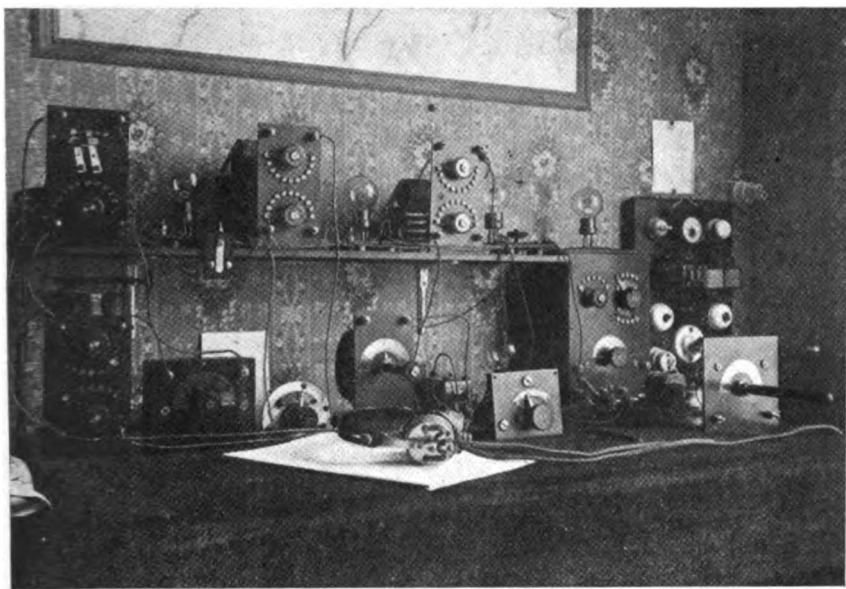
Enfin, bien qu'il ait été instamment demandé aux amateurs américains de s'abstenir de transmettre, surtout avec émission amortie, pendant la période où devaient être écoutées les stations européennes, nombre d'entre eux n'ont pas tenu compte de cette invitation et ont ainsi compromis, par des brouillages extrêmement gênants, le succès de la seconde partie des essais transatlantiques.

La seule station française qui ait été entendue en Amérique avait été autorisée, sans limitation de durée, à utiliser une puissance d'un kilowatt, en ondes entretenues. Elle s'est efforcée de réaliser cette puissance au moyen de quatre lampes dites de 250 watts travaillant en parallèle avec le montage classique d'une bobine de grille couplée à une bobine de plaque faisant elle-même partie du circuit antenne-terre. Une tension alternative de plusieurs milliers de volts était directement appliquée aux plaques, à la fréquence de vingt-cinq périodes par seconde.

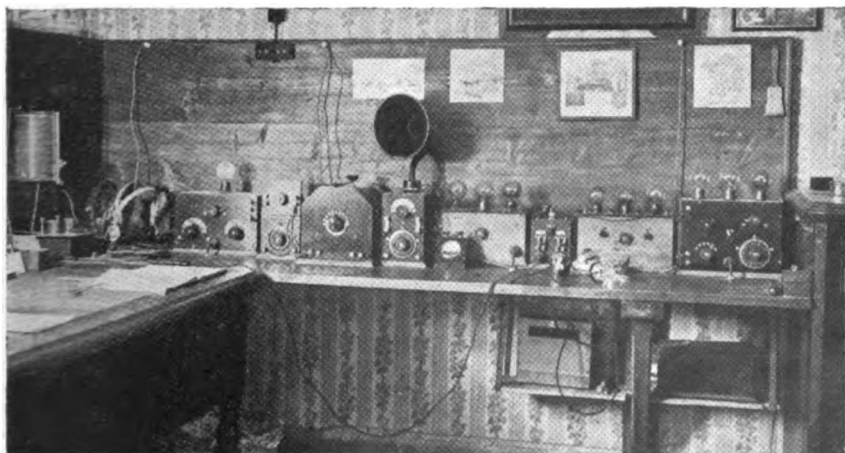
Dans ces conditions, l'intensité a atteint 4,8 ampères, pour une longueur d'onde de 195 mètres, dans une antenne dont le montage n'avait été terminé qu'au moment des essais et dont toutes les constantes n'avaient pu être exactement mesurées, faute de temps.

Cette antenne était constituée par trois prismes à huit fils de 20 mètres de longueur rayonnant en demi-parapluie autour d'un support de 35 mètres de hauteur (mât de 10 mètres surmontant une maison de 25 mètres) et soutenus à leur extrémité libre par des mâts de 25 mètres. Ces prismes seraient plus exactement nommés des troncs de pyramide, car leur diamètre allait en augmentant depuis leur support commun, où il était de 2 mètres, jusqu'à leur extrémité libre, où il atteignait 4 mètres. Les vingt-quatre fils constituant l'antenne descendaient jusqu'au poste sous forme de trois prismes parallèles de 20 mètres de longueur et de 20 centimètres de diamètre; ils étaient constitués chacun par un câble formé de huit fils de cuivre émaillé de 6/10 de millimètre. La longueur d'onde était d'environ 200 mètres; elle était portée à 250 mètres par la self de couplage introduite et ramenée à 195 mètres par un condensateur en série.

La terre était prise aux canalisations d'eau, de gaz et de chauffage central, ainsi qu'aux gouttières, à une descente de paratonnerre et à 80 mètres environ de treillage métallique enterré sous les différents prismes de l'antenne, le tout réuni par du ruban de cuivre de 3 centi-



Le poste de M. Maurice.



Le poste de M. Roesgen.

mètres de largeur. Un réseau de douze fils (quatre sous chaque prisme) avait été installé vers le milieu des essais, avec l'intention de l'utiliser comme contre-poids, mais les conditions locales étant extrêmement défavorables, la pratique a montré que le meilleur emploi à faire de ce réseau était de le mettre à la terre.

La transmission fut faite de façon à lui assurer le maximum de chances de succès : manipulation lente et très régulière, répétition fréquente de l'indicatif et du mot de code, fonctionnement aussi continu que possible du poste pendant les périodes attribuées aux stations françaises. La longueur d'onde, assez basse, permettait d'éviter partiellement les brouillages américains.

La réception de ce poste en Amérique était rendue assez difficile, au milieu des parasites, par le caractère discontinu que donnait à l'émission l'alimentation des plaques en courant alternatif à vingt-cinq périodes. Elle a été, malgré cela, signalée, le 23 et le 25 décembre, par un amateur américain utilisant une lampe détectrice et un étage d'amplification à basse fréquence; le 30 décembre, avec une régularité particulière et signaux lisibles pendant une heure, par un autre amateur américain recevant sur grande antenne non accordée avec une lampe détectrice à réaction suivie de deux étages d'amplification à basse fréquence; le 26 et le 28 décembre, par le radiotélégraphiste du vapeur français *Janus*, qui se trouvait, à ce moment, sur la côte américaine, à l'entrée de la rivière Delaware, également avec une lampe détectrice à réaction suivie de deux étages d'amplification à basse fréquence.

De Grande-Bretagne ont été entendues deux stations appartenant, l'une à la Société de T. S. F. de Grande-Bretagne, à Londres, l'autre à celle de Manchester, et peut-être une troisième station, dont l'identité n'a pas encore été vérifiée.

*
**

En terminant ce compte rendu, le Comité français des essais transatlantiques est heureux d'exprimer ses félicitations aux amateurs qui ont reçu des transmissions américaines, ou qui ont réussi à se faire entendre en Amérique. Ces expériences, si intéressantes, ont été l'heureuse occasion pour les membres des trois sociétés françaises de télégraphie sans fil d'unir leurs efforts en une amicale collaboration et, par cette union, d'obtenir des résultats qui n'ont pas été sans étonner quelque peu leurs camarades étrangers.

Les précédents essais, ceux qui ont montré pour la première fois la possibilité de franchir l'Atlantique avec petite puissance et petite

longueur d'onde, avaient attiré l'attention des savants et montré que des modestes expériences des nombreux amateurs maintenant répandus dans les diverses parties du monde, il était possible, à l'occasion, de tirer des observations utiles. La troisième série des essais transatlantiques a consacré, en France, la collaboration, qui pourra être féconde, des amateurs et des techniciens de la télégraphie sans fil, les premiers recevant des seconds des conseils, des enseignements et des directives qui leur avaient un peu manqué jusqu'ici, les techniciens pouvant, de leur côté, trouver dans les amateurs une « masse expérimentale » précieuse, aimant la science, prête à lui apporter avec une ardeur enthousiaste ses efforts et sa coopération, et telle qu'il serait peut-être difficile à un corps savant et même à un État d'en constituer une semblable, tout au moins comme zèle et comme étendue.

En présence des résultats très encourageants obtenus, le Comité se propose d'organiser de nouvelles expériences, en télégraphie et en téléphonie, sur ondes de 200 mètres et au-dessous. Elles seront annoncées en temps utile par les revues de télégraphie sans fil, mais les amateurs feront bien de s'y préparer dès maintenant, tant pour la transmission que pour la réception.

Pour le Comité français des essais transatlantiques,

Le Président :
Dr. Pierre CORRET.

N. B. — Nous publierons prochainement les détails des montages employés par chaque station au cours des essais transatlantiques avec les photographies, schémas et données numériques fournies par chaque station.

Classement et attribution des prix du Concours transatlantique.

Plusieurs des concurrents du concours transatlantique n'ayant pas remis au Comité en temps utile les documents qui leur ont été demandés au sujet de leur station, leur classement et l'attribution des prix se sont trouvés retardés. Ils seront communiqués ultérieurement.

RÉCEPTION D'ÉMISSIONS SUR TRÈS PETITES LONGUEURS D'ONDES

Avis aux amateurs

Le Laboratoire d'étude de la Radiotélégraphie militaire va procéder à des recherches sur la propagation des ondes très courtes, de l'ordre de grandeur de celles qui ont été employées pour les essais transatlantiques. Pour commencer, des émissions seront faites, à partir du 3 avril, dans les conditions suivantes :

Les mardis, mercredis et vendredis de chaque semaine, émissions de 15 heures à 16 heures, de 20 h 15 à 20 h 45 et de 21 h 15 à 21 h 45. ⁽¹⁾, sur une longueur d'onde de 45 mètres (cette longueur d'onde sera modifiée, dans quelque temps, les amateurs seront prévenus en temps utile de cette modification).

Les émissions seront faites sous la forme suivante :

« Quelques vvv — O C 45 — O C 45 — un signal caractéristique de l'émission — un texte en clair, différant d'une émission à l'autre, et transmis très lentement, en répétant chaque mot — rappel du signal caractéristique de l'émission — O C 45 — O C 45 — OC 45. »

Le signal caractéristique de l'émission sera constitué par l'une ou l'autre des séries suivantes :

« f f f f f » ou « h h h h h »

Le Laboratoire de la Radiotélégraphie militaire serait heureux que les amateurs de télégraphie sans fil puissent participer à l'écoute de ces émissions, et lui fassent connaître les résultats de leur réception. Les émissions peuvent être perçues dans un rayon de plusieurs centaines de kilomètres autour de Paris (au cours d'essais préliminaires récemment entrepris, les signaux ont été reçus nettement à Strasbourg, avec le dispositif de réception que nous indiquons plus loin) : il est probable que la réception doit être possible dans toute la France. Les résultats obtenus dans des postes de réception très éloignés seront naturellement du plus haut intérêt, mais une grosse importance s'attache également aux résultats constatés dans des postes relativement rapprochés : en raison des conditions dans lesquelles seront faites les émissions, et à cause des anomalies qui se rattachent à la propagation des ondes envisagées, il pourrait arriver, en effet, que, même avec des

(1) Temps de Greenwich.

montages de réception très convenablement réglés, certaines de ces émissions ne soient reçues que très faiblement par des postes situés à 50 ou 100 kilomètres de Paris, et soient reçues dans de meilleures conditions à 300 ou 400 kilomètres, peut-être même bien au delà.

Le Laboratoire de la Radiotélégraphie militaire serait donc particulièrement reconnaissant aux amateurs qui voudraient bien s'intéresser à ces recherches de mentionner, lorsqu'ils feront connaître les résultats de leurs observations, les renseignements suivants :

1° Emplacement de leur poste de réception (arrondissement dans lequel il se trouve);

2° Renseignements très sommaires sur le montage adopté pour la réception (constitution de l'antenne, du dispositif récepteur, détection par cristal ou par lampe, nombre d'étages d'amplification à haute ou basse fréquence, renseignements sur l'hétérodyne, etc.);

3° Observations sur la réception des diverses émissions, avec toutes indications utiles pour permettre de reconnaître la série d'émissions à laquelle se rapportent les observations : heure exacte de l'observation (heure de la Tour Eiffel), signal caractéristique de l'émission et, si possible, mention du texte ou des mots qui auraient pu être reçus.

Il serait intéressant, en particulier, de fournir des renseignements aussi précis que possible sur la régularité plus ou moins grande avec laquelle sont reçues les émissions, soit d'une journée à l'autre, soit au cours d'une même séance.

Mentionner également avec soin les anomalies ou les variations d'intensité constatées dans les diverses réceptions.

On trouvera ci-dessous ⁽¹⁾ un modèle auquel les amateurs pourront se reporter pour la transmission de leurs observations.

Les lettres (affranchies) seront adressées à • Monsieur le Général Inspecteur des Services de la Télégraphie militaire, 51 bis, boulevard

⁽¹⁾ ESSAIS DE RÉCEPTION DU POSTE O. C. 45

A Monsieur le Général Inspecteur des Services de la Télégraphie Militaire
51 bis, boulevard Latour-Maubourg, Paris (VII^e)

Écoute (date)

Emplacement du poste récepteur (arrondissement)

Heures	Nature de la réception	Signaux caractéristiques et texte reçu	Observations
--------	------------------------	---	--------------

Signature :

Joindre à la première feuille envoyée quelques renseignements sur la constitution de l'antenne et du dispositif récepteur.

Latour-Maubourg, Paris (VII^e). L'enveloppe devra porter extérieurement la mention : « Réception des ondes courtes. »

Étant donnée la nature de l'émission, le montage de réception devra comporter un des dispositifs permettant la réception des ondes entretenues, par exemple un hétérodyne constitué comme celui du dispositif récepteur dont nous donnons ci-dessous une description sommaire.

La réception des ondes aussi courtes que celles envisagées ici nécessite des montages un peu différents de ceux habituellement employés; comme on s'en rendra compte par la description qui va suivre, ces montages peuvent être très simples, du fait des faibles dimensions des circuits oscillants, qui rendent extrêmement aisée leur construction par l'amateur. La seule difficulté un peu sérieuse provient de l'extrême acuité des résonances, ce qui exige que les condensateurs d'accord soient établis avec grand soin, et que les disposi-

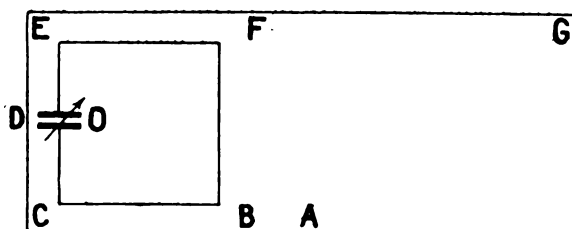


Fig. 1.

tions soient prises pour éviter l'influence des capacités parasites, et notamment celle du corps de l'observateur. La construction des condensateurs se trouve d'ailleurs dans ce cas notablement simplifiée par le fait que les capacités mises en jeu sont très faibles (de l'ordre de 0,2 millième de microfarad, au maximum). On évitera l'influence de la capacité parasite du corps, en commandant la manœuvre des condensateurs d'accord par l'intermédiaire d'un manche isolant d'environ 10 centimètres de longueur.

Voici un montage de réception facile à installer, et qui a donné des résultats intéressants :

L'antenne est constituée par un simple fil d'une longueur égale à une longueur d'onde et demie, soit $45 + 22,5 = 67$ m 50, pour la longueur d'onde de 45 mètres actuellement adoptée pour nos émissions. On pourrait d'ailleurs essayer de donner à l'antenne une longueur différente plus ou moins en rapport avec la longueur d'onde; il semble pourtant que la longueur indiquée donne un résultat sensiblement plus favorable. Le fil est isolé du sol sur toute sa longueur, et couplé

d'une manière aussi serrée que possible avec le cadre récepteur, comme l'indique la figure 1. On pourra, par exemple, constituer le cadre avec du fil isolé, et le fil d'antenne sera disposé sur la même carcasse, tout contre le fil du cadre, sur la portion $BCDEF$ de ce fil d'antenne : le point D , milieu de cette portion du fil d'antenne couplée avec le cadre, sera à une distance $DCBA = 11 \text{ m } 25$ (soit un quart de longueur d'onde) de l'extrémité A du brin d'antenne.

Il y a probablement intérêt à orienter l'antenne de telle sorte que l'extrémité G soit à l'opposé du poste d'émission, par rapport au cadre récepteur; il serait pourtant intéressant d'étudier l'influence de l'orientation de l'antenne. On pourra de même étudier l'influence de l'inclinaison du brin EFG , qui peut être tendu parallèlement au sol, ou au contraire être disposé de telle sorte que l'extrémité G soit aussi

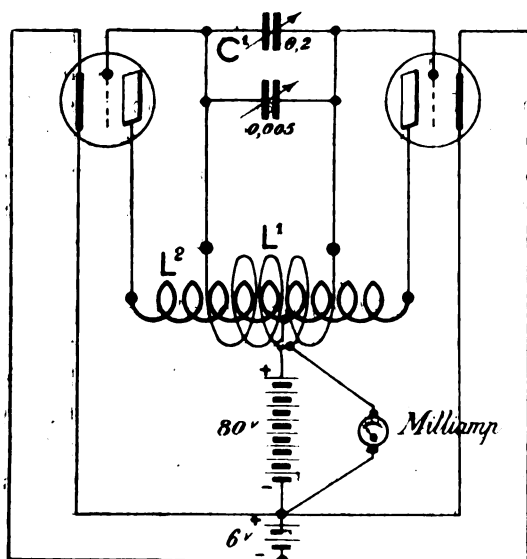


Fig. 2.

élevée que possible, et même placée tout à fait verticalement, si l'on dispose d'une retenue convenable.

On pourrait enfin essayer de remplacer la portion DCB du brin d'antenne par une bonne prise de terre.

Le cadre récepteur $MNPQ$ est constitué par une seule spire carrée de $1 \text{ m } 20$ environ de côté, coupée par un condensateur variable O , d'une capacité maximum de $0,2$ millième de microfarad. Les deux bornes de ce condensateur sont reliées au téléphone par l'intermédiaire du dispositif de détection et d'amplification (on peut employer comme

détecteur soit la galène, soit une lampe). On se trouvera dans de bonnes conditions de réception en employant un détecteur à galène, complété par trois étages d'amplification à basse fréquence ou une lampe détectrice et deux étages d'amplification.

Le dispositif récepteur est complété par un hétérodyne, spécialement adapté à la gamme de longueurs d'onde envisagée. On pourra utiliser par exemple le montage suivant (fig. 2) :

La bobine de plaque L_2 sera constituée par 9 spires enroulées jointivement sur un cylindre d'ébonite de 0 m 08 de diamètre; la bobine de grille L_1 comprendra 7 spires jointives enroulées directement sur les spires de L_2 , convenablement isolées. Les milieux des bobines L_1 et L_2 seront reliés au pôle + de la batterie de chauffage, la liaison au milieu de la bobine de plaque étant faite par l'intermédiaire de la batterie de 80 volts (ou tout au moins de 40 volts).

L'appareil ainsi constitué permet d'assurer des battements sur la gamme de longueurs d'onde 35 mètres à 70 mètres environ.

Le condensateur C_1 aura une capacité variable jusqu'à 0,2 millième environ. Il devra être construit avec le plus grand soin, de manière à donner une variation très faible de capacité pour un déplacement notable de la partie mobile (il pourra être avantageusement constitué par deux condensateurs en parallèle, dont l'un corresponde à une très faible variation de la capacité).

La réception est, en effet, encore possible lorsque la capacité du condensateur O du cadre récepteur est assez différente de la valeur optimum correspondant à la résonance. Il n'en est plus de même en ce qui concerne l'accord du circuit oscillant de l'hétérodyne, qui est extrêmement précis, et constitue en somme le seul point délicat de la méthode, la réception n'est assurée que pour des valeurs du condensateur de l'hétérodyne comprises entre des limites extrêmement voisines.

Le milliampèremètre continu (0 à 5 milliampères), qui figure dans le schéma sur le circuit de liaison du pôle + de la batterie de chauffage au circuit des grilles de l'hétérodyne, n'est pas indispensable, mais il est commode pour s'assurer de l'accrochage des oscillations.

Il faut s'assurer que la bobine de l'hétérodyne est placée de façon qu'il y ait induction certaine de cet appareil sur le cadre récepteur.

Ce montage de réception n'est d'ailleurs indiqué qu'à titre d'exemple, et la sagacité des chercheurs pourra s'exercer utilement dans ce domaine : les suggestions des amateurs, ou le résultat de leurs recherches personnelles à ce sujet, seront accueillis avec le plus vif intérêt.

RÉFLEXIONS D'UN AMATEUR SUR LES ESSAIS TRANSATLANTIQUES

J'ai profité des essais transatlantiques pour élucider quelques-unes des questions touchant l'amplification à très haute fréquence et la réception des petites ondes. La plupart des amateurs ignorent pour quelles raisons on est obligé de faire appel à des montages spéciaux très compliqués plutôt que d'utiliser les méthodes classiques d'amplification. C'est ce que, après la conférence faite par M. Clavier devant les Amis de la T. S. F., je vais tâcher de dégager de quelques résultats d'expérience.

Le montage utilisé pendant les essais est schématisé ci-contre (fig. 1) : deux étages à résonance, détection et deux ou trois basse

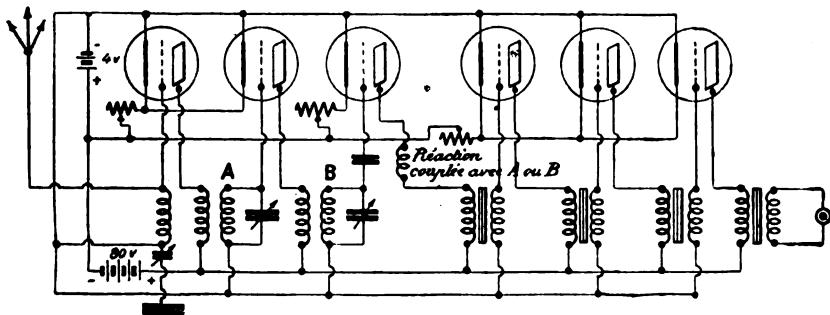


Fig. 1.

fréquence. Après avoir accordé le récepteur sur un amateur américain, j'éteignais la première lampe, le poste était encore entendu, mais plus faiblement. En éteignant les deux premières, plus de réception des postes lointains, mais bonne réception des bateaux. La première lampe étant enlevée de ses broches, j'entendais encore mais très faiblement les bateaux; toute réception cessait en supprimant les deux premières lampes. La haute fréquence passe donc directement par capacité des connexions (ce qui est évitable, les lampes étant très écartées ainsi que toutes les connexions) et surtout des broches (évitable aussi par l'emploi des lampes à cornes). Mais la plus forte déperdition a son siège dans la lampe elle-même.

La grille est reliée au filament à travers l'appareil de liaison (fig. 2) (mettons que ce soit une self) aux extrémités duquel il faut obtenir la plus forte variation de potentiel possible. L'espace filament-grille de résistance ohmique infinie, si la grille est négative, joue le rôle d'un

condensateur de capacité C shuntant l'appareil de liaison. Cette capacité dans les lampes TM est de quelques centimètres (mettons 5), la réactance $\frac{1}{C\omega}$ dans le cas de l'onde de 200 mètres (1 500 kilocycles) est d'environ 20 000 ohms. Tout se passe comme si on shuntait l'appareil de liaison par une résistance ohmique de 20 000 ohms dérivant une partie très importante du courant et abaissant beaucoup la différence de potentiel entre grille et filament. Le coefficient d'amplification de la lampe tombe alors à peu de chose, de 1 à 2 environ. Avec une capacité filament-grille de 1 centimètre, la réactance de fuite serait de 100 000 ohms, soit une perte cinq fois moindre et une amplification bien meilleure.

On voit donc l'intérêt que présente l'étude d'une lampe spéciale n'ayant qu'une très faible capacité filament-grille. Il est vrai que

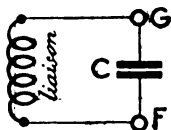


Fig. 2.

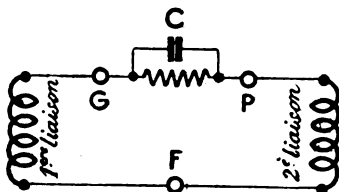


Fig. 3.

l'on peut améliorer le rendement en mettant en résonance le système de liaison filament-grille, la réactance de capacité $\frac{1}{C\omega}$ détruit la réactance de self $L\omega$, la résistance apparente filament-grille est alors théoriquement infinie. Théoriquement, car la capacité totale n'est pas concentrée en un point, mais répartie entre les capacités de résonance et celle, étendue, de la self. La résonance est floue et la résistance loin d'être infinie.

La capacité grille-plaque est relativement grande et c'est ce qui explique que l'extinction d'une lampe HF ne supprime pas la réception. La résistance ρ entre grille et plaque est très grande, pratiquement infinie, mais la capacité est de l'ordre de 10 centimètres, soit une réactance de 10 000 ohms environ. Les deux circuits de liaison qui devraient être complètement indépendants n'en forment qu'un et la plus grande partie du courant du premier passe au second par C (fig. 3) sans élever le potentiel de la grille et par conséquent sans être amplifié. En conséquence la plaque doit être très éloignée de la grille et il semblerait que les lampes d'émission, telles que les 50 watts, doivent donner une bonne amplification sur les petites ondes.

Un autre effet nuisible de la capacité grille-plaque m'est apparu ainsi :

Un amateur faisait de l'écoute sur 200 mètres à 800 mètres de mon poste sur un montage résonance à réaction-plaque. Moi-même je réactionnais sur la plaque de la seconde lampe. Nous nous sommes gênés au point de nous recevoir en haut-parleur et de pouvoir nous communiquer nos impressions de temps en temps en manipulant par contact de la mine d'un crayon sur une borne. En réactionnant par accord du circuit de plaque de la détectrice, soit sur la troisième lampe, l'émission existait encore. Et cependant les connexions étaient éloignées au point de ne pouvoir réellement rien transmettre par capacité.

*
*
*

Voilà pour la lampe, passons maintenant aux appareils de liaison. La liaison la plus simple est la résistance. M. Brillouin a montré

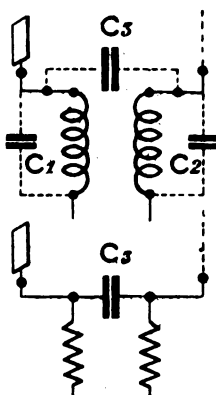


Fig. 4.

ici (T. I, n° 1) pourquoi cette liaison ne convient pas aux petites ondes, aussi je n'insiste pas.

Le schéma d'un transformateur est le suivant (fig. 4) : C_1 , C_2 , C_3 , sont les capacités réparties et mutuelle des enroulements. C_1 et C_2 dérivent une partie du courant, ce qui revient à diminuer l'induction mutuelle et l'amplification du potentiel que l'on cherche à obtenir avec un transformateur. On diminue les fuites en écartant le plus possible les spires; le gain n'est cependant pas très appréciable. La capacité mutuelle C_3 est la plus nuisible. Pour peu que la résonance des circuits ait ou soit près d'avoir lieu, et c'est ce que l'on cherche à réaliser, les enroulements peuvent être assimilés à de très fortes résis-

tances, la capacité C_3 servant à la liaison. L'appareil fonctionne comme une « résistance ». La capacité C_3 étant inégalement répartie, l'amplification est faible. Cependant il faut avoir soin que les potentiels transmis par induction d'une part et capacité d'autre part soient en phase; en inversant les connexions du secondaire, on reconnaît très nettement qu'il existe un sens de meilleure amplification.

On peut supprimer la capacité C_3 en confondant les deux enroulements, la liaison s'effectue par self et capacité. L'appareil a une plus grande tendance aux amorçages, de plus il m'a semblé que l'amplification obtenue est inférieure à celle donnée par la liaison à transformateurs.

Pour me résumer sur ce chapitre, je suis persuadé que la liaison par transformateur donnera simplement d'excellents résultats lorsque l'on disposera de lampes spéciales et d'enroulements sans capacité.

* *

L'accord de l'antenne m'a semblé extrêmement flou. Que l'on utilise le variomètre ou le condensateur en série, la marge de réglage est très large. C'est ainsi que j'ai eu du 150 mètres, l'antenne étant accordée sur 300 mètres, avec autant d'intensité que lors de l'accord sur l'onde reçue.

Il serait donc intéressant de vérifier s'il n'est pas possible de recevoir avec résonance des petites ondes sur grande antenne. Il existe d'ailleurs déjà un dispositif (montage Reinartz) fonctionnant dans ces conditions d'une façon cependant complexe, car trois circuits sont confondus.

* *

Ces quelques lignes font voir à quelles difficultés l'on se heurte dès que l'on tente d'aborder les ondes courtes. Tous les montages actuels résolvent le problème en transformant la très haute fréquence en basse fréquence par détection immédiate, ou en moyenne fréquence par superhétérodyne ou superréaction. Mais c'est faire œuvre égoïste que de contourner un obstacle; il faut le toiser puis le désagréger pour dégager la route de ceux qui marchent sur nos pas. Qui apportera quelque contribution à l'étude de l'amplification directe en très haute fréquence rendra un éminent service, non seulement au laboratoire, mais aussi à la pratique.

M. LARDRY.

EXPLICATION ÉLÉMENTAIRE DE L'ACTION D'UN CIRCUIT ÉMETTEUR SUR UN RÉCEPTEUR ÉLOIGNÉ

I. — Induction et rayonnement.

Nous avons eu l'occasion de voir comment peut s'expliquer en gros et très simplement le mécanisme des oscillations électriques dans un circuit ⁽¹⁾.

Ce circuit qu'on peut toujours supposer être un poste émetteur, agit à distance sur un deuxième par l'induction électromagnétique.

Il est intéressant de voir :

a) *Comment va se produire cette action en utilisant les principes généraux de l'électricité et en admettant d'abord que la propagation est instantanée.*

b) *Nous examinerons après, comment se fait cette propagation.*

On fait toujours vibrer un circuit oscillant émetteur ouvert ou fermé sur l'onde fondamentale dont la période est $T = 2\pi\sqrt{LC}$.

L'intensité dans ce circuit, à un instant donné, peut avoir une

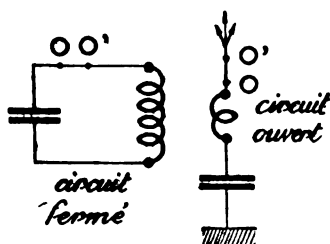


Fig. 1.

certaine valeur pratiquement identique en tous ses points si les dimensions linéaires de ce circuit sont petites par rapport à sa longueur d'ondes (circuit fermé avec capacité et self séparée), on peut ne pas avoir la même valeur (cas d'une antenne où l'intensité au même instant est nulle à l'extrémité et maximum à la base, la capacité étant répartie uniformément tout le long de cette antenne) ⁽²⁾, mais le sens de cette intensité en tous les points du circuit est le même en cet instant. Dès lors, on peut étudier un élément oo' très petit de ce circuit (ou oscillateur élémentaire), puis on ajoutera les actions de tous les éléments pour avoir l'action d'ensemble.

⁽¹⁾ Voir *L'Onde Électrique*, n° 11, novembre 1922.

⁽²⁾ A cause de la propagation qui n'est pas instantanée.

Rayonnement de l'oscillateur élémentaire. — Dans ce petit élément oo' , l'on a, à un instant quelconque, un courant d'un certain sens, par exemple de o vers o' .

Ce courant donne naissance à deux phénomènes :

1° Il y a apparition d'un *champ magnétique*. En un point P que nous prendrons pour simplifier cette étude dans le plan π perpendiculaire à oo' et passant par le milieu de oo' , la fameuse règle du bonhomme d'Ampère nous indique qu'une aiguille aimantée se pla-

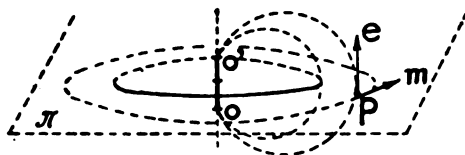


Fig. 2.

cera tangentiellement au cercle passant par P situé dans le plan π et ayant son centre sur oo' ; la grandeur et la direction de la force magnétique en P est donnée par le vecteur Pm ;

2° Le point o est à un potentiel électrique plus élevé que o' puisqu'il y a courant électrique de o vers o' ; on peut admettre une masse d'électricité positive en o et une masse négative égale en o' séparées, qui, pour se rejoindre, créent ce courant. Mais alors la loi de Coulomb nous indique qu'il doit y avoir dans l'espace entourant oo' , et notamment en P , un *champ électrostatique* instantané de direction et de grandeur données par le vecteur Pe .

Ces deux actions magnétique et électrique au point P diminuent très vite avec la distance de P à l'oscillateur et sont insensibles aux distances normales utilisées en télégraphie sans fil.

Mais comme le sens du courant varie un nombre considérable de fois par seconde (plusieurs millions de fois dans les postes de télégraphie sans fil que les amateurs sont autorisés à construire), les variations de haute fréquence de ces forces extrêmement petites et même insensibles vont multiplier l'action isolée par un chiffre qui donnera en fin de compte une valeur de grandeur raisonnable (1).

Ce sont les variations très rapides des champs représentés par

(1) Un dé à coudre rempli d'eau donne un poids d'eau insignifiant de l'ordre du gramme, mais, si l'on veut le remplir et le vider un million de fois par seconde, il donnera par seconde un débit d'eau de 1000 kilogrammes capable de produire des effets considérables.

P_m et P_e qui produiront à grande distance les effets électromagnétiques décelés dans les postes de réception ⁽¹⁾.

Combinons maintenant les actions de l'ensemble du circuit en ajoutant les actions de tous les oscillateurs élémentaires formant ce circuit ⁽²⁾. Nous pouvons avoir dans les appareils des circuits ouverts (antennes) ou des circuits fermés (cadres, selfs). L'effet d'un circuit

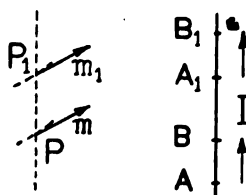


Fig. 3.

émetteur ouvert I ou antenne sur tout point P de l'espace est la somme des effets tous de même sens de tous les oscillateurs élémentaires AB, A_1B_1 , etc.

Cette antenne étant supposée verticale, l'effet de rayonnement sera évidemment le même pour tous les points de l'horizon situés à la même distance ⁽³⁾.

En admettant qu'au point P se trouve un circuit récepteur ouvert, une antenne également verticale (l'effet de résonance étant mis à part), l'action sur ce collecteur sera la somme des actions sur ses différentes parties toutes parallèles et de même sens. Il n'y a pas d'effet de direction privilégiée soit à l'émission, soit à la réception.

II. — Effet de direction. Radiogoniométrie.

Dans le cas d'un circuit fermé émetteur II, les actions que nous étudierons seules sur un point Q intérieur au circuit et dans son plan, des différents éléments $a_1 b_1$, $a_2 b_2$, s'ajoutent intégralement (règle du bonhomme d'Ampère) ⁽⁴⁾.

Sur un point P extérieur au circuit, et toujours dans son plan, l'action magnétique est la somme algébrique, c'est-à-dire ici, la diffé-

⁽¹⁾ Le plan Pem est ce qu'on appelle le plan de polarisation des ondes émises par l'oscillateur oo' ; phénomène entièrement comparable aux effets qu'on obtient avec les rayonnements lumineux.

⁽²⁾ Dans les problèmes de ce genre on peut étudier soit les effets du champ électrique, soit ceux du champ magnétique qui ne sont au fond que deux aspects différents d'un même phénomène.

⁽³⁾ On ne peut dans les postes terrestres faire abstraction de la terre dont le rôle comme conducteur de grande capacité et armature de condensateur est primordial dans toutes les questions de télégraphie sans fil.

⁽⁴⁾ C'est le principe même des transformateurs.

rence des actions des éléments $a_1 b_1$ et $a_2 b_2$ pris deux à deux ⁽¹⁾. Cette action totale est très faible quand la distance de P au circuit est grande vis-à-vis des dimensions du circuit. On voit également sa petitesse vis-à-vis de l'action du circuit ouvert de tout à l'heure.

Si le circuit II était récepteur et qu'au point P se trouve un oscillateur, un raisonnement identique s'applique et montre la faiblesse de l'action réceptrice de ce cadre.

Supposons maintenant qu'un point P_1 se trouve à la même dis-

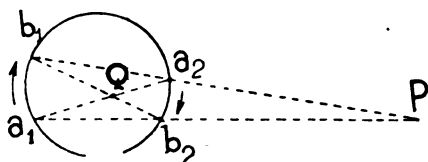


Fig. 4.

tance que P du circuit fermé émetteur, mais dans une direction OP_1 perpendiculaire au plan du cadre et passant par son centre.

Les actions des éléments conjugués $a_1 b_1$ et $a_2 b_2$ sont égales comme intensité, mais leurs directions sont presque opposées, leur action totale à une distance suffisante est donc infiniment petite et d'ailleurs négligeable vis-à-vis de l'action du même cadre sur le point P, se trouvant dans son plan à la même distance.

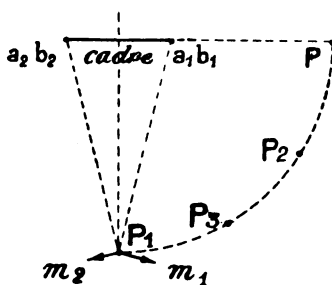


Fig. 5.

Entre ces deux positions extrêmes se trouvent les positions $P_2 P_3$ où le champ magnétique diminue d'intensité au fur et à mesure qu'on se rapproche de P_1 .

Nous voyons donc apparaître l'effet directif d'un cadre émetteur.

Ce que nous venons de dire pour un cadre émetteur pourrait se répéter pour un cadre récepteur et nous avons le principe de la radiogoniométrie qui permet de déterminer l'azimut d'un poste émetteur.

⁽¹⁾ L'action des éléments AB et $A_1 B_1$ est inversement proportionnelle au carré de leur distance au point P.

On oriente de préférence le cadre à l'extinction qui donne une précision plus grande (l'action variant comme le cosinus de l'angle formé par le plan du cadre et la direction du poste émetteur).

Dans la pratique courante, on utilise presque toujours des antennes horizontales soit pour l'émission, soit pour la réception,

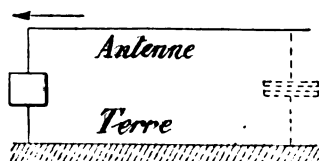


Fig. 6.

mais la figure ci-contre met en évidence qu'on peut *grosso modo* considérer une antenne unifilaire comme un cadre incomplètement fermé dont l'action de direction apparaît clairement.

III. — Vitesse de propagation et ondes stationnaires.

Dans ce qui précède nous avons admis que la propagation des actions électromagnétiques était instantanée.

Mais de même que le son ne se propage pas immédiatement dans l'air (1/3 de kilomètre en moyenne par seconde), de même les effets d'induction se transmettent avec une certaine vitesse qui n'est autre que la vitesse de déplacement des ondes lumineuses (300 000 kilomètres à la seconde).

Les résultats précédents seront donc, en général, modifiés non dans leur essence même, mais simplement dans leurs valeurs parce tous les points d'un circuit ou d'une antenne ne seront pas atteints en même temps par la perturbation.

Les ondes stationnaires sont une conséquence immédiate de la valeur finie de cette vitesse.

Ces ondes stationnaires apparaissent dans les circuits conducteurs au même titre que dans l'espace diélectrique séparant deux surfaces conductrices.

De même qu'on peut produire une réflexion du son (écho) sur un mur placé à une certaine distance d'une source sonore, ou une réflexion et une réfraction des ondes lumineuses sur un miroir, ou à travers un prisme, de même, on peut, sur une surface conductrice assez grande ⁽¹⁾, réfléchir les ondes électromagnétiques qui n'auront

⁽¹⁾ Les dimensions de cet écran (qui pourra d'ailleurs ne pas être continu en se composant par exemple d'un réseau de fils parallèles) doivent être d'une dimension en rapport avec la longueur des ondes émises.

Pour les ondes lumineuses (4 à 700 milliardièmes de millimètres), il faut des

aucun effet derrière cet écran. L'action en un point P des ondes incidentes et des ondes réfléchies suivant la même direction est évidemment leur somme algébrique. Si les points de rencontre de ces ondes sont toujours les mêmes, nous voyons apparaître le phénomène des ondes stationnaires, véritables interférences causées par la superposition des deux ondes inverses.

La terre, qui est un conducteur de grandes dimensions, et les régions supérieures de l'atmosphère réfléchissent et réfractent les ondes émises par un poste de télégraphie sans fil.

On peut donc prévoir qu'un mouvement de terrain, qu'une forêt

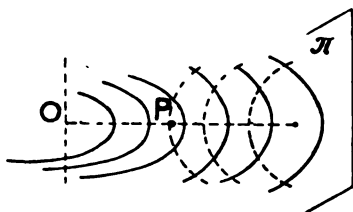


Fig. 7.

même dont les arbres dépassent la hauteur de l'antenne seront de véritables écrans s'ils se trouvent entre le poste émetteur et le poste récepteur.

Le recouplement par radiogoniométrie pourra être faussé par les mêmes phénomènes.

C'est pourquoi on doit placer un cadre radiogoniométrique à distance suffisante de masses conductrices qui feront fonction de postes émetteurs auxiliaires, excités par le vrai poste émetteur.

Avec des miroirs concaves de dimensions suffisantes, on pourrait concentrer l'énergie d'un poste placé sur la ligne focale dans une direction déterminée; le même procédé peut être utilisé pour la réception d'un poste. Des expériences récentes ont permis de fonctionner ainsi à grande distance avec des postes de très petites longueurs d'ondes.

Ces analogies vraiment frappantes entre les ébranlements sonores des corps gazeux, liquides et solides et l'ébranlement de l'hypothétique éther sous l'influence des ondes électromagnétiques, permettent l'étude à des échelles très variées du même genre de phénomènes, et doivent être constamment présentes à la mémoire pour guider l'esprit des débutants dans les questions complexes de propagation des ondes électriques.

P. ANCELME.

surfaces réfléchissantes de dimensions supérieures à cet ordre de grandeur. Pour les appareils de télégraphie sans fil dont les longueurs d'ondes sont de plusieurs centaines de mètres, on voit que des dimensions considérables sont nécessitées.

LE PROBLÈME DE LA RÉCEPTION DE LA TÉLÉPHONIE SANS FIL SUR CADRE

Les avantages de la réception au cadre sont évidents et nombreux. Rappelons-les brièvement ; ce sont : l'installation immédiate sans aucune connexion extérieure dans un appartement ; poste mobile, minimum d'induction provenant des fils avoisinants et de parasites (parasites d'antenne évités), sélection supplémentaire obtenue par rotation ; accord facile se faisant généralement à l'aide d'un simple condensateur variable en dérivation ; enfin réglage stable ne dépendant pas comme celui de l'antenne des conditions atmosphériques.

Le cadre ne reçoit cependant qu'une infime portion d'énergie induite, tandis que l'antenne est un « collecteur d'ondes » infiniment plus efficace. Cette énergie recueillie est pourtant suffisante pour recevoir, à l'aide d'un simple amplificateur à quatre lampes, les signaux de tous les grands postes européens de télégraphie sans fil. Le problème est plus délicat lorsqu'il s'agit de la réception des émissions radiotéléphoniques.

Les postes émetteurs qui fonctionnent d'ailleurs avec des longueurs d'ondes inférieures à 5 000 mètres n'ont qu'une puissance beaucoup moindre que les postes de télégraphie par suite de la difficulté, non seulement de construire des émetteurs à lampes à grande puissance, mais encore parce que la modulation devient de plus en plus difficile avec l'augmentation de cette puissance. De plus, alors que les ondes entretenues sont nettement envoyées sous forme de signaux discontinus, l'onde porteuse de la radiotéléphonie doit être faiblement modulée si l'on veut avoir de bons résultats, c'est-à-dire que les variations d'amplitude sont peu considérables, d'où diminution de puissance. En outre, s'il est indifférent de recevoir la télégraphie sous telle note ou telle autre, il est impossible d'employer en radiotéléphonie des procédés qui déforment la parole ou la musique. Enfin les sons de la voix humaine sont plus difficiles à percevoir au milieu des bruits parasites que les tonalités aiguës des signaux de télégraphie sans fil.

On conçoit donc que, pour avoir de bonnes réceptions, il soit nécessaire d'avoir un cadre bien construit, un amplificateur puissant et un procédé de réglage particulier.

Pour recevoir la radiotéléphonie de 1 300 à 4 000 mètres environ, nous emploierons un cadre, de préférence tendu sur air, et dont la

carcasse, de la forme indiquée par la figure 1, portera aux quatre coins des bâtons d'ébonite servant à isoler le fil. Celui-ci sera de $8/10$ de diamètre, deux couches coton ; les dimensions du cadre varieront de 1 à 2 mètres. L'amplification n'est pas du tout proportionnelle aux

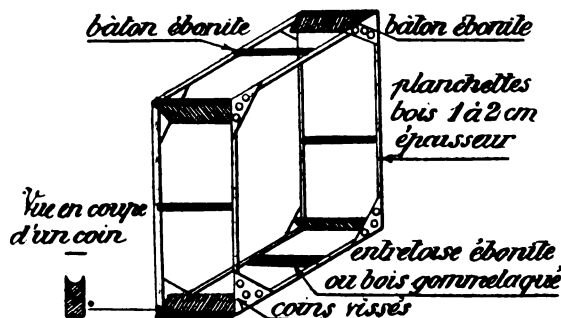


Fig. 1. — Carcasse de cadre tendu « sur air ».

dimensions. Le cadre de 1 mètre est le cadre type ; si l'on a l'emplacement disponible, il y aura intérêt cependant à avoir un cadre plus grand. L'écartement des spires varie avec les dimensions. Pour 1 mètre il sera de 1 cm environ, et pour 2 mètres de 2 à 3 cm. A titre

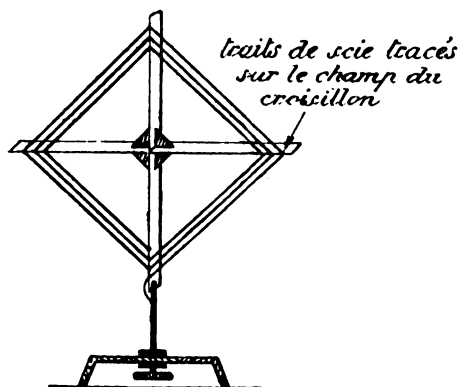


Fig. 2. — Cadre pour ondes courtes.

d'indication, les longueurs d'onde de 1 300 à 4 000 mètres seront obtenues avec quelque 30 spires pour le cadre de 1 m et 30 spires pour celui de 2 m à l'aide d'un condensateur à air de 1/1000.

Il sera préférable d'employer pour les longueurs d'onde au-dessous de 1 200 mètres environ des cadres bobinés en spirales plates (fig. 2). Celles-ci auront également un écartement variant avec les dimensions. Avec des systèmes de réception très puissants

(super-réaction) ou pour des postes très rapprochés, on peut se servir de cadres de 1 m $\times$ 1 m ou même plus petits (M. Armstrong se servait pour ses essais d'un cadre de 90 cm de côté, de 10 spires écartées, de 1 cm environ). Dans le cas général, il est préférable d'avoir un cadre de quelque 2 m de côté.

Exemple : Pour recevoir la téléphonie du Bourget sous 900 mètres, on peut se servir d'un cadre de 2 m de côté portant 8 spires écartées de 5 cm, on réduira au minimum les connexions reliant le cadre aux appareils de réception ; l'emplacement du cadre n'a pas grande importance ; il doit seulement être écarté des objets métalliques.

L'accord du cadre se fait, comme nous l'avons dit, en mettant simplement un condensateur à air en dérivation (fig. 3).

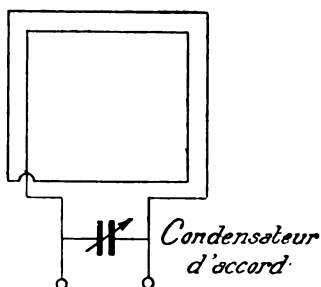


Fig. 3. — Accord sur cadre.

Quel est maintenant le meilleur modèle d'amplificateur à employer ? Il est nécessaire d'avoir une amplification puissante avec le moins de déformation possible. Pour les ondes au-dessus de 1 000 mètres (Société française radioélectrique, Tour Eiffel, Königswusterhausen, etc...), on peut employer un amplificateur à résistances, soit seul, soit suivi d'un ou de deux étages basse fréquence à liaison par transformateurs à circuit magnétique fermé.

On pourrait à la rigueur employer trois étages basse fréquence, mais il en résulte une déformation de la voix ; il est nécessaire de shunter les enroulements pour éviter les accrochages spontanés, et, tout compte fait, l'augmentation de l'amplification ne vaut pas les inconvénients qui en résultent.

L'amplificateur à cinq lampes, trois hautes et deux basses, est donc le meilleur type à employer pour ces essais qui puisse être construit par l'amateur. Nous en donnons ci-après le schéma (fig. 4). La réaction employée est une réaction électromagnétique qu'il faut de beaucoup préférer à la réaction électrostatique. On construira cette réaction par exemple à l'aide de deux bobines fond de panier, bobi-

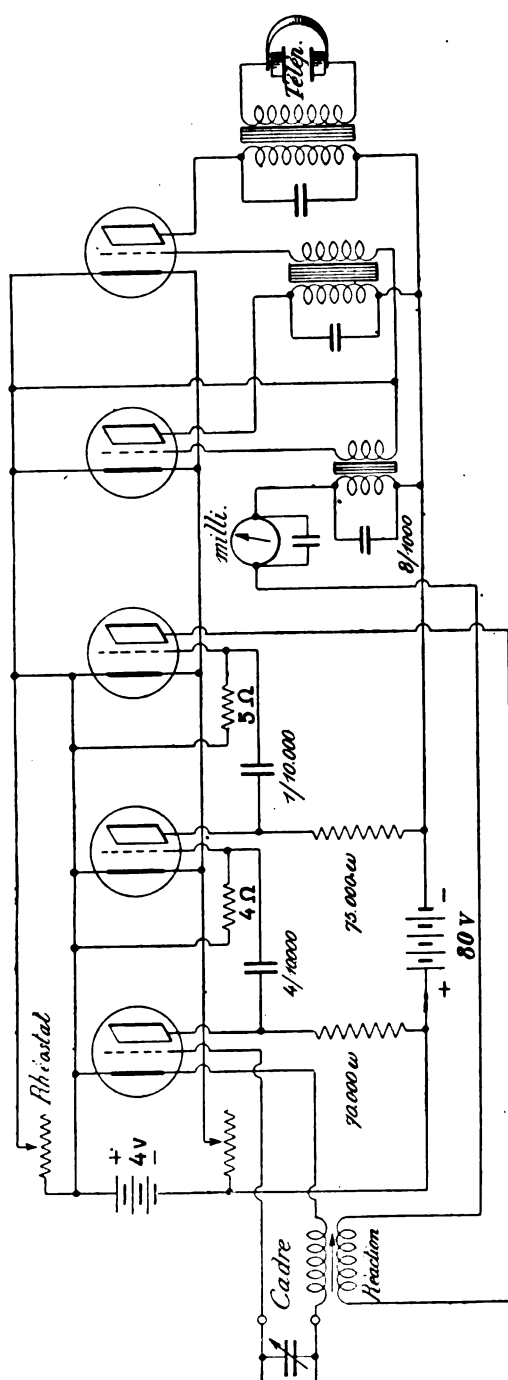


Fig. 4. — Amplificateurs à 5 lampes, 3 H F à résistance, 2 B F à transformateurs. Réaction électromagnétique.

nées en sens inverse (des galettes d'environ 9 cm de diamètre bobinées avec une quarantaine de spires conviendront bien) ; il faut prendre la précaution d'avoir un système permettant de régler minutieusement la distance des deux galettes ; on peut par exemple fixer la galette fixe sur une planchette et la galette mobile à l'extrémité d'un bras de levier commandé par un bouton. La galette mobile se déplace au-dessus de la galette fixe à quelques millimètres d'intervalle. Un cadran gradué permet de repérer les positions de la bobine mobile.

On obtient des résultats encore supérieurs avec un amplificateur à transformateurs à haute fréquence, à fer : l'amplificateur L^1 (fig. 5) par exemple donne une amplification remarquable. Malheureusement la fabrication des transformateurs à fer pour haute fréquence est impossible pratiquement à réaliser par l'amateur et les transformateurs sans fer sont d'un rendement peu satisfaisant. Quant aux appareils du commerce leur prix est très élevé et la majorité des amateurs devra donc utiliser, faute de mieux, des amplificateurs à résistances.

Pour la réception des ondes courtes au-dessous de 1 000 mètres, on peut employer soit un amplificateur à transformateurs avec transformateurs réglés spécialement comme le $L3^{bis}$ (fig. 6), soit un amplificateur à résonance à deux ou trois étages à résonance, une lampe détectrice et une lampe basse fréquence.

Les selfs des circuits oscillants à résonance peuvent être simplement construites à l'aide de galettes, par exemple de galettes étalonnées. L'amateur pourra assez facilement construire un appareil de ce modèle qui a l'avantage de permettre une excellente sélection.

Reste enfin la superhétérodyne, la super-réaction dont M. Clavier a donné la description dans le numéro 10 de *l'Onde Électrique*. Ces dispositifs donnent actuellement le moyen le plus puissant pour recevoir les ondes au-dessous de 1 000 mètres. Ils ne sont guère à la portée des débutants et l'on ne saurait les conseiller qu'aux amateurs déjà familiarisés avec la manœuvre de l'hétérodyne et de la réaction autohétérodyne. Les amplificateurs à modulations également décrits par M. Jouaust dans le numéro 1 de *l'Onde* nous ont donné de bons résultats.

Si nous employons un amplificateur ordinaire à transformateurs ou à résistances comme ceux décrits plus haut, il sera nécessaire d'utiliser un système de réglage approprié.

Au contraire de l'opinion commune, l'emploi d'une hétérodyne séparée donne de très bons résultats. On peut se servir d'un modèle simple à une lampe construit à l'aide d'une galette à trois prises ou

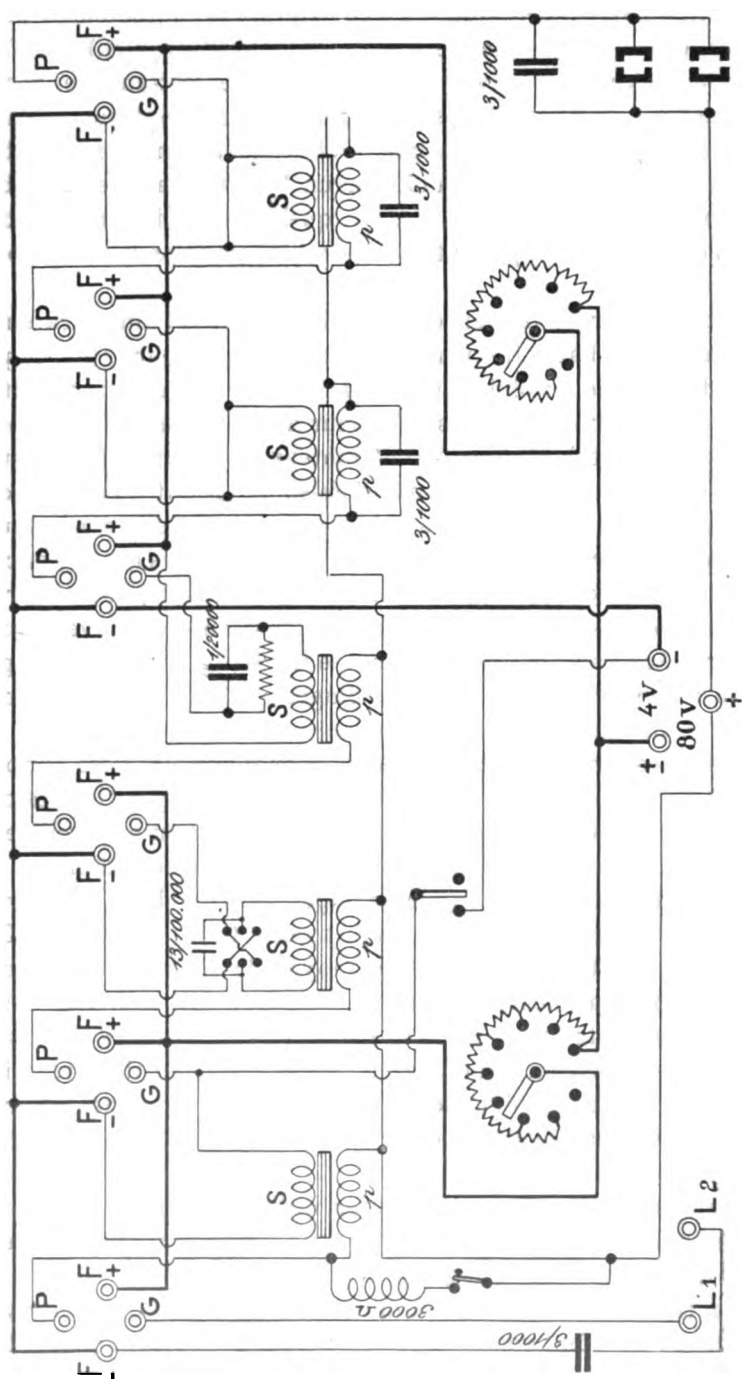


Fig. 5. — Schéma de l'amplificateur L1.

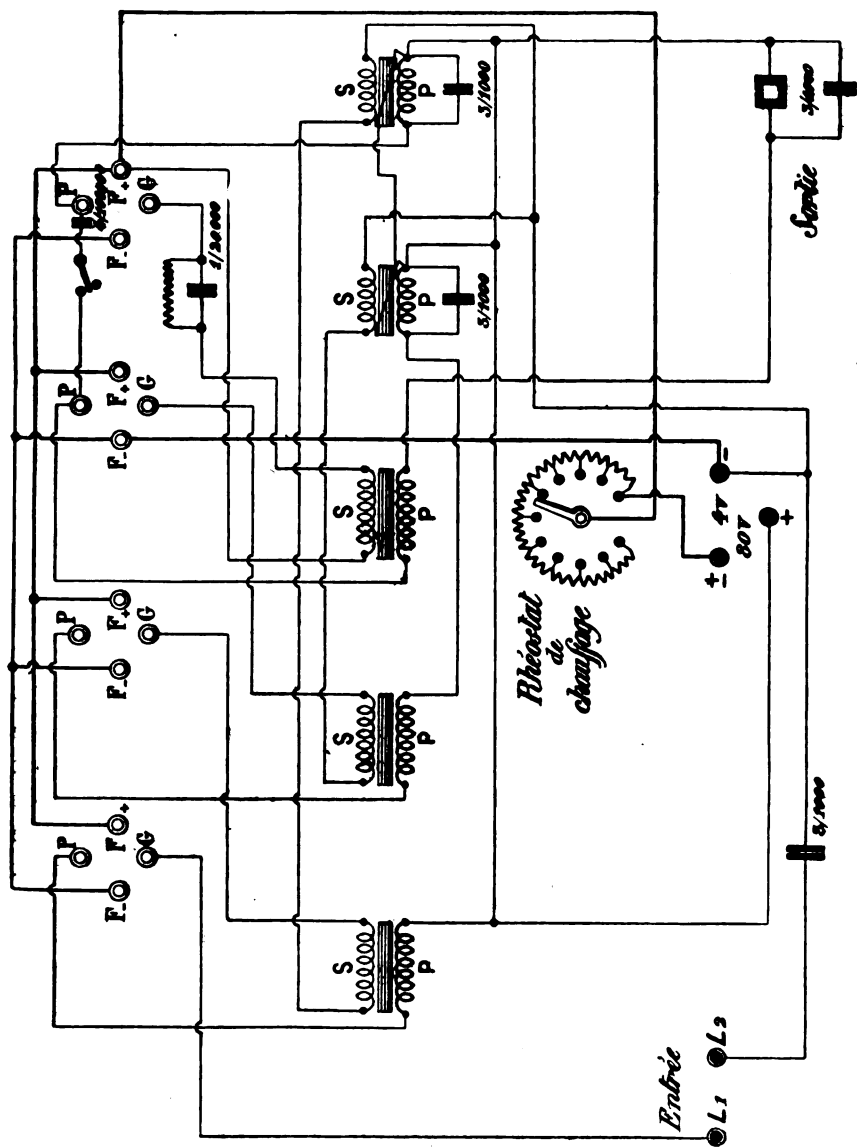


Fig. 6. — Schéma de l'amplificateur L3bis.

d'une vieille bobine de self, par exemple d'un Oudin. (Il faudra à peu près 100 spires de fil 6/10 sur un cylindre de 9 à 10 cm de diamètre (fig. 7).

Le condensateur de réglage doit avoir une variation très progressive, il faut d'ailleurs remarquer que le réglage est d'autant plus minutieux que la longueur d'onde est plus courte.

On commence par régler à peu près le dispositif d'accord en servant de points de repère, par exemple, pour la téléphonie de F. L., les signaux en amorties du même poste; pour la téléphonie de Königs wusterhausen, les signaux en amorties de Nauen. Ceci posé, en déplaçant la manette du condensateur d'accord, on fait interférer

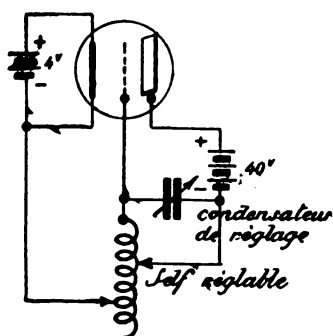


Fig. 7. — Petite hétérodyne.

l'onde locale de l'hétérodyne avec l'onde porteuse du poste de téléphonie. On entend à l'écouteur des bruits musicaux provenant de cette interférence et il y a deux plages pour lesquelles ces bruits sont perceptibles; elles correspondent aux ondes locales voisines de l'onde porteuse mais dont la fréquence diffère en plus ou en moins d'une petite quantité. Entre ces deux plages une « zone de silence »; c'est dans cette zone de silence que l'on doit placer l'index du condensateur. Il se produit pour cette position un renforcement considérable des ondes reçues, et avec un bon réglage il n'y a pas de déformation. Il ne reste plus qu'à modifier s'il y a lieu l'accord avec le condensateur variable, de façon à augmenter la puissance de l'audition en faisant varier également la distance de l'hétérodyne aux appareils de réception. La qualité principale de ce système d'amplification est de permettre la stabilité du réglage qui n'est pas troublé par l'approche de la main par exemple comme cela se produirait si l'on employait uniquement la réaction électromagnétique. En somme, la manœuvre à effectuer se résume dans le déplacement des manettes du condensateur d'accord et de celui de l'hétérodyne.

On peut encore obtenir une amplification supplémentaire en utilisant la réaction électromagnétique en même temps que l'hétérodyne. La réaction agit simplement pour diminuer l'amortissement du circuit. Il faut se tenir un peu au-dessus de la limite d'accrochage.

Un petit dispositif simple permettra encore d'accroître la puissance de réception, il suffira de placer à la suite de l'amplificateur, en

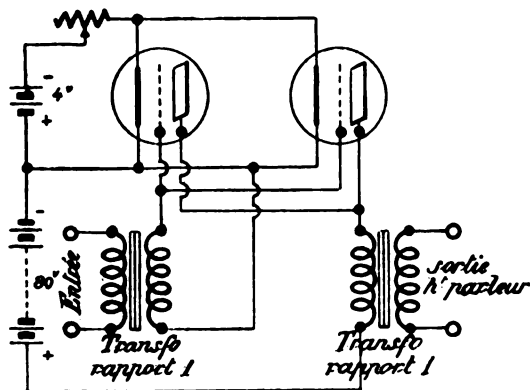


Fig. 8. — Dispositif renforceur avec batteries séparées.

les reliant par un transformateur rapport 1, une ou deux lampes en parallèle fonctionnant en amplificatrices et alimentées par des batteries séparées (fig. 8).

Comme nous l'avons dit, dès à présent on peut recevoir au cadre les émissions de F. L. à 800 kilomètres environ avec une force suffisante à l'écouteur. On peut également entendre les émissions allemandes à une très grande distance, à Paris par exemple. Nous n'avons pas encore de données très précises sur la portée des émissions de la S. F. R. Il semble que jusqu'à présent leur faiblesse relative ne permette pas à beaucoup près une portée aussi grande que celle de la Tour Eiffel.

Il est possible enfin de recevoir des ondes courtes comme celles du Bourget et de La Haye assez facilement. Avec un bon appareil on peut entendre La Haye en haut parleur à Paris. Avec l'augmentation de puissance des postes et leur multiplication, l'emploi du cadre ne peut que devenir plus facile et tous ceux qui cherchent avant tout la simplicité et la facilité d'installation auront avantage à l'adopter. Dès à présent nous avons voulu montrer que son emploi était possible même à grande distance.

P. HÉMARDINQUER,
Ingénieur-constructeur.

ÉTUDE D'UN PROCÉDÉ DE RÉCEPTION PAR MODULATION A UNE LAMPE

Schéma de montage. — Le montage utilisé n'est autre que le montage classique de la lampe détectrice ordinaire à réaction, mais il en diffère profondément par les caractéristiques électriques des circuits utilisés et par le mode de fonctionnement.

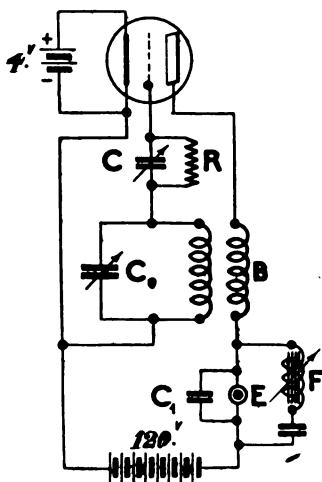


Fig. 1.

Cinq considérations permettent de différencier nettement ce procédé du dispositif normal, à savoir :

1° La valeur de la capacité C qui est beaucoup plus forte ; elle peut atteindre jusqu'à 10 millièmes de microfarad ;

2° La valeur de la résistance R en shunt sur le condensateur C , qui est seulement de l'ordre de 400 000 ω au lieu de 4 Ω ;

3° La valeur du couplage de réaction qui doit être plus serré, de façon à provoquer l'accrochage au lieu de se maintenir à la limite.

4° La nécessité de travailler au voisinage du coude inférieur de la caractéristique de plaque ;

5° L'obligation dans certains cas, comme nous le verrons plus loin, de shunter l'écouteur par un filtre constitué par une capacité et une self à fer réglable.

FONCTIONNEMENT

Le fonctionnement d'un tel ensemble est très particulier et il y a lieu d'étudier séparément :

- A) Le fonctionnement en l'absence de toute action étrangère.
 - B) Les modifications apportées par une induction étrangère.
- A. **Fonctionnement libre.** — Lorsque le système précédent est

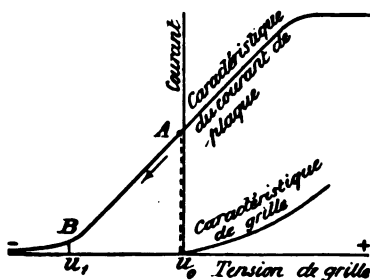


Fig. 2.

abandonné à lui-même sans aucune influence étrangère, il est loin de se stabiliser dans une position d'équilibre ; il décrit, au contraire, un cycle bien déterminé.

Au moment où l'on allume la lampe, la résistance du circuit oscillant est négative, par suite du choix d'une forte réaction. Des oscillations vont s'amorcer spontanément et vont provoquer, par suite de leur détection par la courbure de la caractéristique de grille (fig. ci-dessus), un abaissement d'autant plus grand du potentiel moyen de grille que leur amplitude est plus grande, le mécanisme étant le même que dans une lampe détectrice normale pour de fortes oscillations. (*Intercaler ici la page 173*).

Dès l'instant, au contraire, où l'amplitude des oscillations devient supérieure à la tension moyenne de la grille, le circuit de grille débite dans les moments où la tension instantanée est positive. Ce courant recharge le condensateur C et provoque une nouvelle chute du potentiel moyen de grille jusqu'à ce que celui-ci soit revenu en u_1 ... et ainsi de suite.

On pourra donc représenter les variations du courant dans le circuit oscillant et de la tension moyenne de grille par les courbes suivantes :

De t_0 à t_1 , les oscillations prennent naissance et la tension moyenne de grille baisse de u_0 à u_1 .

Entre t_1 et t_2 les oscillations s'amortissent, puis renaissent, tandis

que la tension moyenne de grille remonte. L'instant t_2 est celui pour lequel l'amplitude AB des oscillations est égale à la valeur absolue de la tension moyenne CD de la grille : $CD = AB = u_2$.

Enfin, entre t_2 et t_3 , les oscillations continuent à croître tandis que la tension de grille baisse à nouveau jusqu'à U_1 . On voit que la tension moyenne de grille décrit un cycle périodique d'amplitude $(u_1 - u_2)$ et de période $T = t_3 - t_1 = t_5 - t_3$.

Les courbes ci-dessus permettent en outre de se rendre compte de l'influence des diverses grandeurs du système sur son fonctionnement.

Les principales variables à considérer sont : la fréquence propre du circuit oscillant, la valeur du couplage de réaction, de la tension de plaque, du condensateur C et de la résistance R, les trois premières variables agissant sur la résistance négative, et, par suite, sur la durée d'établissement des oscillations ; les deux dernières agissant sur la décharge du condensateur C.

On voit aisément, en s'aidant de la courbe en traits ponctués qui représente le fonctionnement de l'appareil, dans le cas où les oscillations s'amorcent plus vite, que :

α) On augmente la période des oscillations à basse fréquence de la tension de grille, en diminuant la fréquence du circuit oscillant, en agissant sur le couplage de façon à diminuer la résistance négative, ou en augmentant la tension de plaque, le condensateur C ou la résistance R.

β) On fait baisser la tension moyenne entre u_1 et u_2 de la grille, en augmentant la résistance négative, la fréquence, la tension de plaque ou la résistance R.

Aux variations de la tension de la grille correspondent des variations du courant de plaque, en sorte que si on branche un téléphone dans le circuit de plaque, celui-ci rendra un son d'autant plus grave que la tension de plaque, la capacité C ou la résistance R sont plus grandes ou que la fréquence et la réaction sont plus faibles.

En outre, si on place un milliampèremètre dans le circuit de plaque, celui-ci indiquera un courant moyen qui variera dans le même sens que la tension moyenne de grille.

B) Influence d'une perturbation étrangère. — Supposons maintenant que, au lieu d'isoler le système, nous fassions agir sur lui une faible induction de même fréquence que les oscillations du circuit oscillant.

Cette induction faible a un effet vite négligeable devant les réactions internes lorsque les oscillations sont accrochées ; par conséquent, la tension de décrochage u_1 n'est pas modifiée. Mais il n'en est plus

de même au début de l'accrochage, où l'induction étrangère a pour effet de donner une impulsion primitive supérieure à celle qui provient de la décharge du condensateur C. Il en résulte que l'amplitude des oscillations croît beaucoup plus vite (courbe en traits ponctués), d'où une diminution de u_2 et une augmentation de la fréquence des oscillations à basse fréquence de la tension de grille.

Aussi, lorsqu'on fait induire sur l'appareil une onde accordée et non modulée, on constate :

a) Que le courant moyen indiqué par le milliampèremètre diminue.

β) Que le téléphone rend un son plus aigu qu'auparavant. Et ce, d'autant plus que l'onde est plus puissante.

Le deuxième phénomène est très marqué et très sensible.

UTILISATION

Des constatations décrites au paragraphe précédent, découlent deux méthodes d'utilisation.

A) Utilisation de la variation du courant moyen. — On peut utiliser cette propriété avec avantage à condition de régler C

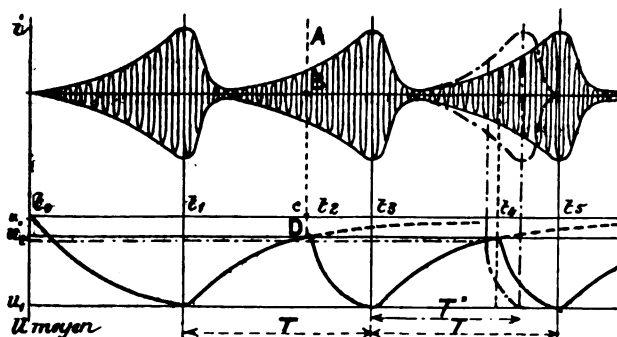


Fig. 3.

et R, de façon à avoir une note de modulation très aiguë, que l'on peut éliminer presque complètement à l'aide d'un filtre constitué par une capacité et une self réglable en shunt sur l'écouteur, et réglé à la résonance. Dans ces conditions, l'appareil permet d'avoir une sensibilité un peu supérieure à celle qu'il donne avec le montage à réaction ordinaire, surtout pour les postes très faibles. Mais son intérêt est surtout dans sa plus grande facilité de réglage et sa stabilité.

C'est ainsi qu'on a pu recevoir les bulletins téléphoniques de la

Tour Eiffel sur l'harmonique 4, c'est-à-dire sur 650 m, à l'aide d'un cadre constitué par une petite bobine de 70 spires, enroulées sur une carcasse carrée de 6 cm de côté et qui servait en même temps de self au circuit oscillant.

La capacité C était constituée par une capacité variable de 2 m μ f. et le shunt par une résistance de 400 000 ω .

La réception était bonne en réglant le condensateur aux environs de 0,7 m μ f.

La parole était cependant un peu hachée bien que compréhensible.

Ce procédé ne convient guère que pour les ondes inférieures à 1 000 mètres, car pour les autres, la note de modulation, qu'il devient impossible d'avoir aiguë, devient gênante.

B) Utilisation de la variation de note (modulation). — Ce second procédé est le plus intéressant ; il permet, en effet, d'accroître considérablement la sensibilité d'un poste récepteur, même si l'onde à recevoir est de plusieurs milliers de mètres. En revanche, il n'est utilisable que pour la télégraphie. Il consiste à augmenter la capacité C de façon à rendre la note de modulation franchement musicale, même grave dans certains cas, et à supprimer le filtre.

L'induction du transmetteur a alors pour effet de modifier cette note d'une façon telle qu'on peut très aisément suivre en haut parleur un poste à peu près inaudible, dans les mêmes conditions, avec la réaction ordinaire.

En particulier, on a pu, par ce procédé, entendre distinctement en haut parleur, le poste amorti de la Tour Eiffel à l'aide du petit cadre déjà décrit et d'une seule lampe. Le conducteur C était alors de l'ordre de 10 m μ f, et la résistance R de 400 000 ω .

La réception ayant lieu, comme plus haut, sur 650 m.

RÉGLAGES

Contrairement à ce qui a lieu dans le cas de la réaction ordinaire, où l'on se place au voisinage de l'accrochage, le réglage est ici très stable et très facile.

Le réglage du circuit oscillant se fait aussi aisément que celui d'un circuit normal, sans avoir à toucher au couplage de la réaction, qui a été réglé une fois pour toutes au début de l'opération, de façon à produire les phénomènes oscillatoires ci-dessus détaillés.

Il ne reste plus alors qu'à choisir la valeur de C, qui donne le meilleur fonctionnement, et à établir la résonance du filtre sur la fréquence auxiliaire dans le cas où on utilise la première méthode.

A l'origine, la tension de grille est u_0 , très voisine de zéro, et le point de fonctionnement de la lampe en A sur la caractéristique de plaque.

A mesure que les oscillations du circuit oscillant croissent, la tension moyenne de grille baisse et le point A se déplace dans le sens de la flèche.

Si la caractéristique de plaque restait rectiligne dans la zone balayée par le point A, on tendrait vers une position d'équilibre due à ce que, à mesure que la tension moyenne de grille baisse, le courant moyen détecté de grille et, par suite, l'amortissement du circuit oscillant croissent, jusqu'à ce que la résistance apparente du système devienne nulle; ces phénomènes étant suffisamment lents pour que l'équilibre puisse s'établir et se maintenir.

Mais si les choses ont été réglées de telle sorte que l'on atteigne une partie franchement coudée de la caractéristique de plaque, par exemple le point B, avant que cette position d'équilibre ne soit atteinte, les phénomènes sont tout différents.

A mesure que le point A avance dans la partie coudée, la résistance ρ du circuit filament plaque augmentant, la résistance négative du circuit oscillant va en diminuant très rapidement; cette action se combinant à l'action amortissante du courant de grille provoque une brusque variation de la résistance apparente du circuit oscillant qui devient nulle, puis positive, avant que le condensateur C ait eu le temps de se décharger pour rétablir l'équilibre.

Il en résulte l'amortissement rapide des oscillations à haute fréquence lorsque le potentiel moyen de la grille atteint une certaine valeur u_1 , correspondant au point B.

Le condensateur C, livré à lui-même, va se décharger, suivant la loi ordinaire, dans la résistance en shunt et le potentiel de grille va remonter.

Mais alors la résistance apparente du circuit oscillant va décrire un cycle inverse, en redevenant nulle, puis négative, et les oscillations vont se réamorcer sous l'impulsion primitive de la variation du courant de plaque correspondant à celle de la tension de grille.

Tant que l'amplitude des oscillations reste inférieure à la valeur absolue de la tension moyenne de la grille, il n'y a pas de courant grille puisque, en aucun moment, la tension de la grille n'est positive, et les deux phénomènes d'accrochage des oscillations et de décharge du condensateur se poursuivent individuellement sans réagir l'un sur l'autre.

E FROMY.

CHARGE DES ACCUMULATEURS SUR COURANT ALTERNATIF

L'accumulateur est la bête noire de l'amateur ou de toute personne voulant faire l'installation d'un récepteur radiotéléphonique. Son prix d'achat est élevé, mais surtout l'entretien en est onéreux. Il faut le recharger très fréquemment ou, si l'on ne dispose pas de courant, confier ce soin à un électricien... à des prix variables; n'ai-je pas vu en effet, dans une ville de l'Ouest, l'un d'eux demander 10 francs pour un 40 AH. Heureux celui qui dispose d'un secteur à courant continu, il branche ses accumulateurs qui se chargent tout seuls. Oui, mais combien peu économiquement. Faisons un petit calcul. L'hectowatt-heure étant facturé à 15 centimes, la charge en dix heures sous 4 ampères (40 AH) revient à 35 centimes. Mais il faut perdre 105 volts (secteur à 110 v) dans une résistance, soit 420 WH ou 6 fr 30, ce qui en fin de compte met la charge à 6 fr 65.

Avec le courant alternatif le problème est différent. Ce courant

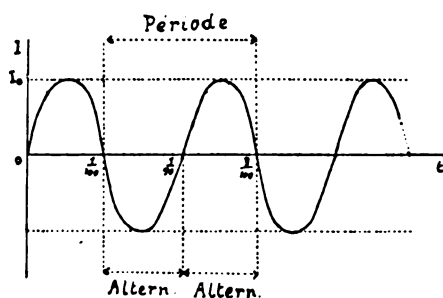


Fig. 1.

étant facilement transformable, aucune perte dans des résistances. Mais il faut le redresser et là gît la difficulté. Je ne parlerai pas des soupapes électrolytiques à mauvais rendement et entretien pénible, mais seulement des redresseurs à vibreur.

*
*
*

La forme industrielle des courants alternatifs est sensiblement sinusoïdale, c'est-à-dire que l'intensité varie sinusoïdalement avec le temps (fig. 1) :

$$i = I_0 \sin \frac{2\pi}{T} t$$

i étant l'intensité au temps t et T la période. (La période est le temps

séparant deux passages consécutifs de l'intensité par la même valeur et dans le même sens.)

On ne peut caractériser un courant alternatif par son intensité maximum I_0 qui n'a aucun effet industriel connu, ni par son intensité moyenne qui est nulle; un voltmètre à courant continu reste en effet au zéro s'il est alimenté en courant alternatif.

Un courant alternatif de fréquence industrielle normale ne fait

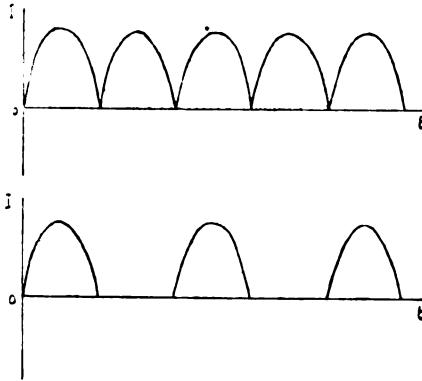


Fig. 2.

pas dévier une aiguille aimantée, il ne produit pas non plus d'effet d'électrolyse en tant que galvanoplastie. Alternatif et continu n'ont d'effet commun que l'échauffement du conducteur qu'ils guide.

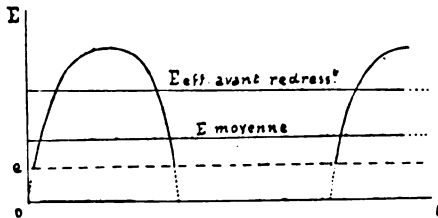


Fig. 3.

On caractérise alors un courant alternatif par son *intensité efficace* ou *intensité du courant continu* qui, dans le même temps et dans le même circuit, *dégage la même quantité de chaleur*. On démontre que

$$I_{eff} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} = 0,707 I_0.$$

La force électro-motrice efficace se définit de même : la *force électro-motrice* qui dans le même circuit (dûnué de capacité et de self-induction) *entretient un courant d'intensité* I_{eff} .

Un accumulateur ne peut se charger que s'il est alimenté sous une tension de sens constant ou alternative avec inégalité. Une tension alternative le charge pendant une alternance et le décharge pendant l'alternance suivante.

Il faut donc redresser le courant soit en relevant, soit en supprimant une alternance (fig. 2). C'est ce second procédé, plus simple, que nous étudierons.

Un accumulateur recevant des quantités d'électricité variables avec le temps, donne entre ses bornes une tension moyenne. En supprimant une alternance, la tension a pour valeur

$$E_{moy} = 0,318 E_0$$

c'est-à-dire

$$E_{moy} = 0,44 E_{eff}$$

La tension moyenne n'est que les 4/10 de la tension efficace du courant avant son redressement. Voilà à quoi on ne pense pas lorsqu'on établit ses transformateurs. C'est ainsi que pour charger un accumulateur de 4 v, soit 5,2 v fin de charge, il faut disposer d'une tension moyenne d'au moins 6 v pour parer aux chutes inévitables. La tension efficace du courant alternatif doit être, avant son redressement, d'environ 14 v.

Si le redressement s'effectue par vibreur qui ne démarre que sous une intensité i correspondant à une d. d. p. e., la portion utile de l'alternance est raccourcie, la tension moyenne diminuée et nous sommes alors obligés de disposer d'une tension efficace de 15 à 16 v pour charger nos accumulateurs sous un débit convenable (fig. 3).

Autre chose encore. Le schéma général de redressement à vibreur est le suivant (fig. 4). Le vibreur polarisé V (que nous étudierons

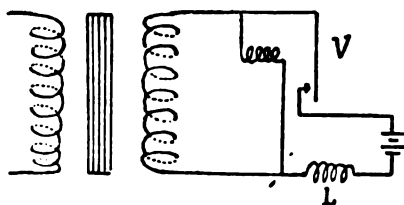


Fig. 4.

plus loin) est en parallèle sur le secondaire du transformateur; il absorbe inutilement du courant et doit, sous peine d'avoir un rendement déplorable (si à lui seul il absorbait par exemple 3 ou 4 ampères), être bobiné en fil fin à très grand nombre de tours. La self-induction est énorme et le courant fortement décalé en arrière de la force électro-motrice; i étant l'intensité minimum pour l'attraction de la

palette du vibreur, la rupture se produit aux temps t lorsque la tension a encore une valeur assez grande (fig. 5). La tension n'est plus de sens constant, l'accumulateur se charge mais aussi se décharge en partie. Il est nécessaire de ramener en phase la tension et le courant.

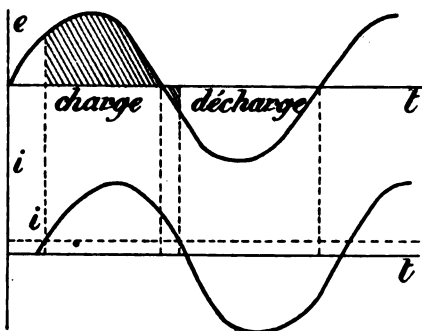


Fig. 5.

On le fait soit en combattant la self du vibreur par des résistances et capacités, soit, et c'est la solution que nous adopterons, en introduisant dans le circuit des accumulateurs une self L de valeur convenable. Pendant la fermeture du vibreur, les deux selfs sont en parallèle, la self de l'ensemble est diminuée ainsi que le décalage entre la tension et le courant.

*
**

Maintenant que nous connaissons les conditions à remplir, nous pouvons construire un redresseur.

1. *Transformateur*. — Il reçoit du courant 110 volts à 50 périodes et rend du courant 18 volts 50 périodes. On constituera son noyau de plaques de tôle de 5 à 6/10 découpées comme l'indique la fig. 6. Les joints sont droits et bien dressés, des joues en laiton maintiennent l'ensemble. Les plaques séparées par un léger papier ou simplement vernies au ripolin noir sont en nombre tel qu'empilées et serrées leur épaisseur soit de 2 centimètres. La section du fer est ainsi de 4 centimètres carré.

Les joues des bobines sont en fibre, fendues en demi-diagonale pour être introduites sur les noyaux. Après les avoir placées, on roule sur le fer et entre les deux joues une couche épaisse de chatterton ou plus simplement une couche de chatterton et 3 ou 4 couches de papier blanc.

Le primaire se composera de 1800 tours de fil émaillé (ou mieux coton) de 5 à 6/10 à spires jointives et couches par une feuille de papier. Il y aura donc 900 tours par bobine.

Le secondaire comportera 300 tours de fil, soit 150 par bobine. Le diamètre du fil dépend de l'intensité que l'on désire obtenir : du 20 à 30/10 permettra de charger sous 7 ampères environ. On peut prendre du fil plus fin pour les faibles capacités, mais alors, pour combattre

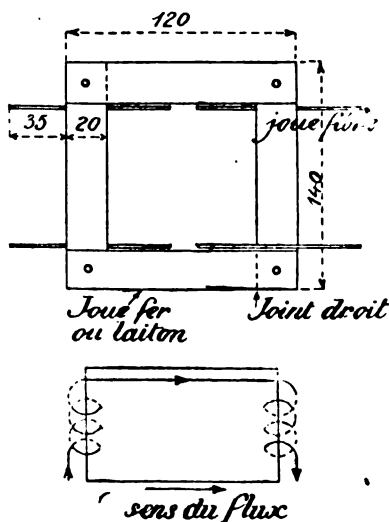


Fig. 6.

la chute de tension due à la résistance, il faut mettre un plus grand nombre de tours, 310 à 320 par exemple. De même, par économie, le gros fil coûtant plus cher que le petit, on peut bobiner le secondaire en premier.

Les deux enroulements devront être séparés par une épaisse couche de papier.

Attention, au montage, à la liaison entre bobines, les flux doivent s'ajouter.

2. *Vibrateur.* — Un aimant quelconque peut servir. Le plus commode est un aimant de magnéto. Le noyau de la bobine est en fer doux (boulon de carrosserie) rivé sur l'aimant. Deux joues en fibre limitent le bobinage composé d'une centaine de tours de fil 4/10. Ce qu'il faut, c'est tout d'abord limiter l'intensité pour améliorer le rendement et éviter l'échauffement du noyau, ce qui entraîne une retouche fréquente du réglage en cours de fonctionnement. Il faut cependant que le vibreur ronfle fortement; le nombre de tours est donc à déterminer par tâtonnement.

Le vibreur V est une lame d'acier (couteau à mastic par exemple) de 12 cm de longueur sur 2 cm de largeur. Cette lame doit être très

rigide et solidement encastrée à ses deux extrémités. En son centre, un large contact en argent ou plus simplement en cuivre rouge. On l'approche plus ou moins du noyau par l'intermédiaire de la vis R munie d'un contre-écrou.

Le contact se fait par une lame L de cuivre rouge élastique dont

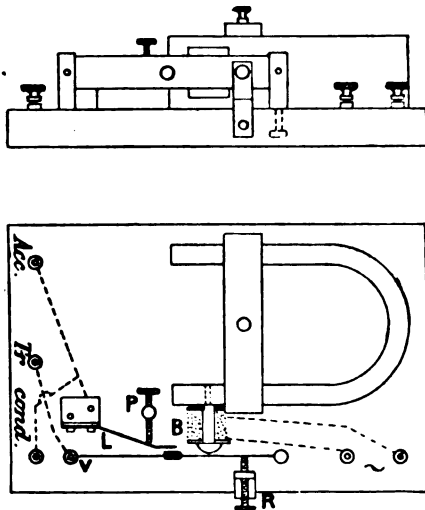


Fig. 7.

on règle l'écartement par la vis P portée par une borne à vis de blocage.

L'aimant est fixé sur la planchette par une traverse en bois à serrage par écrou. On peut ainsi le bloquer dans la position la plus favorable au bon fonctionnement.

La fig. 8 donne l'ensemble du montage. La self peut être constituée

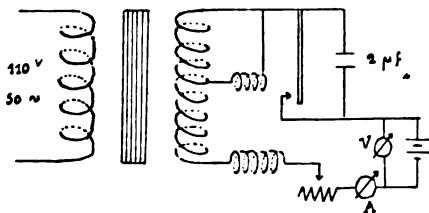


Fig. 8

par 70 tours de fil 25/10 sur noyau cylindrique en fil de fer de 2 cm de diamètre, fermé par rabattement des brins après bobinage. Cette self peut être avantageusement remplacée par un disjoncteur à fort bobinage.

Le condensateur d'absorption doit être de grande capacité, 2 micro-farads environ; bien réglé, l'appareil ne donne aucune étincelle.

Le réglage est le suivant :

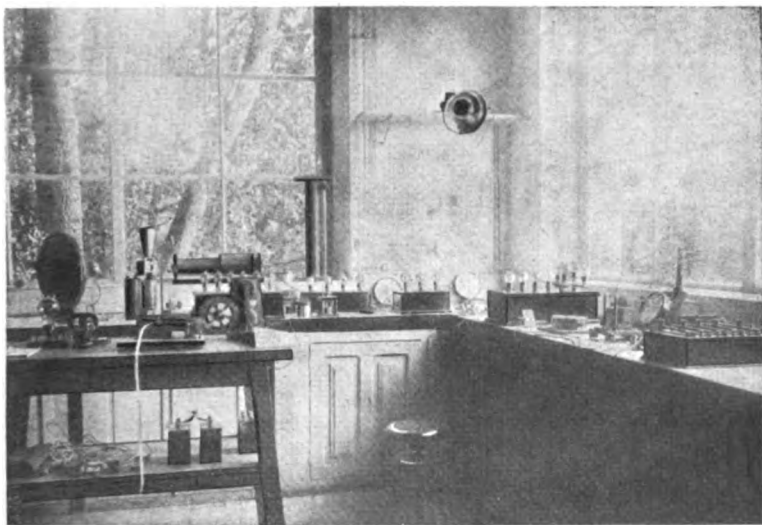
D'abord régler la position de l'aimant de façon que le vibreur soit à 2 ou 3 millimètres du noyau. Au moyen de la vis R, approcher le vibreur jusqu'à ce que le ronflement soit fort et régulier; retoucher au besoin la position de l'aimant. Faire le contact en réglant la vis V jusqu'à ce qu'il n'y ait plus d'étincelle et que l'ampèremètre indique le maximum. Si l'étincelle persiste, reprendre le réglage de R simultanément avec celui de P.

L'appareil bien réglé et l'électro ne chauffant pas du tout ou à peine, le fonctionnement ne nécessite aucune surveillance. Éviter de trop serrer les contacts en cas de panne dans le secteur.

M. LARDRY.

LE POSTE D'ÉTUDE D'UN AMATEUR

Le poste décrit ci-dessous est situé dans le sud-est de la France, à une distance de Paris d'environ huit cents kilomètres à vol d'oiseau. Cette distance fait l'intérêt de la station, car FL est toujours la meilleure source d'émission pour l'amateur, et à mesure que l'éloignement augmente, la moins grande intensité des signaux rend les mêmes effets plus délicats à obtenir : à la frontière sud, il y a déjà un champ d'études intéressantes pour qui veut recevoir les télégrammes de presse imprimés au morse et les concerts radio-téléphoniques en haut parleur, surtout si le sans-filiste, maître de son temps, mais dénué



des puissants moyens d'un poste officiel, s'attache à combiner et construire lui-même ses appareils de façon à en bien connaître et à en vaincre les caprices inévitables.

L'antenne est horizontale et à deux brins de fil bi-métal $\frac{20}{10}$ de 135 mètres de longueur en V dirigé sur Paris, sa hauteur moyenne est de 8 mètres à 10 mètres : elle se trouve en pleine forêt, les fils dépassant les cimes des arbres d'une faible hauteur, le terrain est montueux et sec. Grâce à la pente, la suspension a pu se faire entre le poste et des arbres plus élevés. La prise de terre a lieu dans deux citernes de 25 mètres cubes.

Voici d'abord les dispositions utilisées pour l'inscription mécanique des **signaux**.

Les ondes sont accordées au Tesla avec ou sans self d'antenne, et détectées à la galène, puis traversent un amplificateur genre 3^{ter}. Les trois lampes sont amplificatrices, la galène économisant une lampe ; le principal soin donné à cet appareil que l'on voit à l'angle des tables sur la photographie a été d'empêcher toute oscillation parasite dissipatrice d'énergie : l'étude de la question si clairement exposée dans *l'Onde Électrique* par M. Gutton a été suivie de point en point et

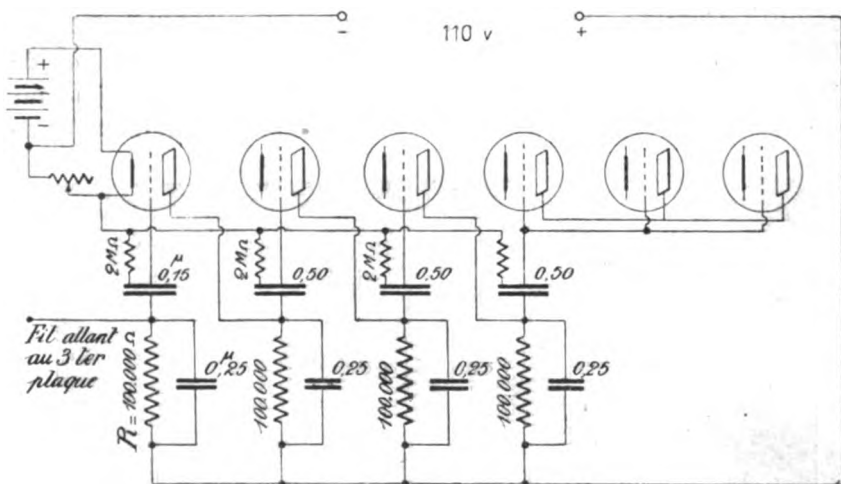


Schéma du très basse fréquence.

Tension plaque du très basse fréquence 110 v.

Les négatifs sont communs aux deux amplificateurs.

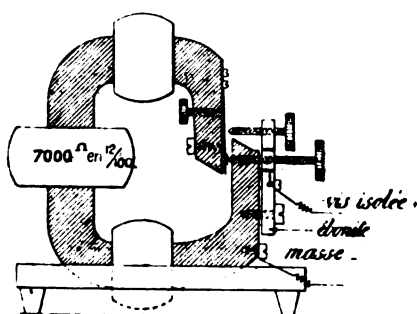
Toutes les fonctions sont soudées pour éviter les parasites de contacts.

l'essai des enroulements a été fait comme sens et valeur permettant d'obtenir une amplification excellente d'environ 125, nécessaire à l'inscription des signaux. On s'est arrêté pour les résistances des enroulements des trois transformateurs aux chiffres suivants d'où découlent leurs nombres de tours en fil de 8/100 soit $\frac{800}{5\,000}$ $\frac{2\,000}{10\,000}$ $\frac{2\,000}{10\,000}$ sur noyau de 30 mm. en fer feuilleté.

A la sortie du 3^{ter}, si l'écoute n'est pas directe et si on désire l'impression au morse des signaux reçus, on relie l'appareil précédent à un amplificateur très basse fréquence. Ce dernier a été construit d'après le schéma ci-contre : on a cherché à diminuer l'attirail des lampes : sur six lampes que comporte l'appareil, les trois dernières

travaillent ou peuvent travailler en parallèle, on règle leur nombre en les mettant simplement en place; il reste donc quatre étages d'amplification : cette solution nécessite un relais, moins élégant peut-être qu'une commande directe, mais d'une sûreté de fonctionnement aussi bonne. Peut-être même peut-on observer que la solution du relais, outre une économie réelle de lampes, permet un certain gain du côté de l'inertie électrique au grand bénéfice de la cadence : le morse étant dans ce cas attaqué par une bobine de 300 ohms, sans self notable et par conséquent d'une constante de temps inférieure à la bobine de 3000 ohms nécessitée par l'attelage direct.

Quoi qu'il en soit, ce relais, figuré sur le croquis ci-dessous, est une sorte de tore de fer très doux, soigneusement recuit et refroidi, qui pré-



sente une grosse section (10 cm^2), il est bobiné de trois enroulements de 7000 ohms placés dans le circuit de sortie de l'amplificateur très basse fréquence et couplés en parallèle. Le circuit magnétique présente une faible réluctance et vient concentrer ses lignes de force sous la palette au moyen d'un aminci considérable. Celle-ci est en tôle fort légère et se règle par trois vis de tension de ressort et de butée, elle porte un gros contact de platine iridiée de 2 mm, le collage par fusion microscopique est évité par cette disposition, ainsi que par le shuntage de la rupture, par un condensateur et une résistance situés dans le socle de l'appareil (environ 500 ohms).

Le relais qui commande un morse fonctionnant sous 4 volts est sensible à une fraction de milliampère.

Ci-joint quelques spécimens de bandes du service de presse : nomination du président Poincaré (13 janvier 1922). Une fois de plus la T. S. F. devança les journaux !

Ce relais demi-rustique donne de meilleurs résultats que les relais à cadre, également essayés et qui, avec l'amplificateur très basse fréquence, présentent trop de sensibilité et sont bien moins réguliers.

Quant à l'amplificateur situé en (2) sur la photographie, il est à six lampes, en marche normale, et il est destiné aux réceptions radiotéléphoniques. Les trois premières lampes amplifient en HF par transformateur ($\frac{90}{120}$ ohms) en fil $\frac{20}{100}$ et avec circuit magnétique en fil de fer de 1/10 de mill., la quatrième lampe détecte, les deux dernières amplifient en basse fréquence par transformateurs $\frac{1\ 000}{5\ 000}$ en fil de 8/100 sur carcasse de fer : à noter ici que chacun de ces derniers transformateurs a été construit en deux parties et les enroulements reliés en série : les quatre transformateurs élémentaires ainsi obtenus peuvent être disposés en croix, de telle façon que les flux de fuite contrarient leur influence et ne produisent pas d'induction sur le trans-

f. f. o u r v e r n e m e n t a t o u r f e
 n. a y. 1. d e a z. 3. e r e. d. u i. f. t. o. p.
 l a f i g. a r o d e c. l a r e q u e
 p. o. n. c. a r e a. f. f. r. i. t.

formateur voisin, ceci dans le but de supprimer les amorçages, ce qui a pu être réalisé malgré la grosse amplification.

Enfin, le dernier étage HF réagit par self, fond de panier, sur le circuit d'entrée ; le bouton d'ébonite placé en bas et au centre de l'appareil permet ce réglage.

La tension plaque est de 60 volts pour réception au casque ; de 100 à 110 volts pour réception en haut-parleur.

Plusieurs planchettes d'ébonite, portant deux ou trois lampes en parallèle, peuvent se piquer perpendiculairement au sens général d'alignement des lampes fixées sur l'amplificateur et à leur place : elles permettent de passer instantanément à la réception en haut parleur au milieu même des radio-concerts.

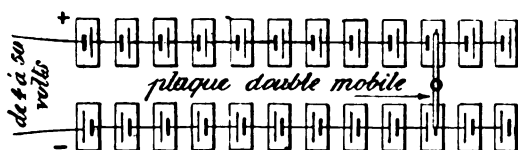
Avec cet appareil, les signaux d'heures sont reçus avec l'intensité d'une corne de bicyclette. La parole de la communication météorologique peut s'entendre à haute voix dans une salle de 6 m sur 6 m, elle est très nette, la musique également, seules les atmosphériques arrêtent parfois toute réception ; cet appareil infiniment plus sen-

sible que l'amplificateur à résistance, donne des résultats, à notre avis, supérieurs en intensité et au moins égaux en qualité par temps électromagnétique calme; il semble plus sensible aux atmosphériques.

Le courant nécessaire à l'installation s'effectue par une distribution à 55-60 volts venant d'un groupe électrogène situé dans un atelier adjacent, une forte batterie de 30 éléments 80 AH en assure la constance et la distribution.

Sous les tables mêmes du poste se trouve une batterie de six éléments semblables aux précédents destinés au chauffage des filaments et qui, chargés en tension, sont déchargés en deux groupes parallèles.

Enfin, également sous les tables, se trouve un certain nombre de batteries minuscules à formation Planté, dont les éléments, découpés dans une plaque de plomb épais, sont repliés entre deux vases voisins,



ceux-ci ont une capacité de 120 centimètres cubes et sont à faces parallèles rectangulaires. Cette façon d'opérer permet de constituer des batteries à peu de frais, celles-ci sont toujours en charge, en opposition sur le circuit général, elles se composent de 24 éléments disposés en deux séries de 12. La recharge s'opère, grâce à la formation Planté, en quelques minutes; elles peuvent fournir une tension de plaque pendant plus d'une heure, temps supérieur à une réception continue de poste particulier, enfin, leur disposition en deux séries de 12 permet, en déplaçant la plaque double qui relie les deux séries, de graduer exactement le voltage en isolant les éléments sans emploi.

Plusieurs de ces batteries se font suite, séparées par des inverseurs : en renversant le premier, la première batterie passe de la charge à une position telle, qu'elle ajoute sa tension au circuit général qui se trouve porté à 100 volts; de même, on peut obtenir 150 volts, 200 volts avec facilité de fractionner ces voltages par le dispositif de la plaque double, ci-dessus mentionnée.

Des prises de courant de 50, 100, 150 volts sont situées au fond des tables, celles situées en avant sont de 6 volts pour le chauffage,

ces diverses dispositions facilitent énormément l'usage et le changement des appareils.

Au total, le poste reçoit à l'écoute tout le bassin méditerranéen, imprime les bulletins météorologiques et de presse; en téléphonie, au casque, il reçoit Kœnigswurterhausen, Londres, Prague et Rome: en haut-parleur FL, Radiolo de la S F R, Tours, le Cros-de-Cagnes, etc... Avec les très fortes amplifications, les parasites d'émission sont plus redoutables que les atmosphériques; on les reconnaît à ce qu'ils cessent comme par enchantement avec l'émission qui est alors couverte d'un bruissement; parfois au contraire l'intensité et la netteté sont remarquables sans qu'aucune modification ait été apportée à la réception. — L'émission téléphonique 11 h 20 de FL est en général supérieure à celle de 18 h 20 — il est vrai que cette dernière coïncide avec les heures de réglage des gros postes côtiers au grand détriment de l'harmonie!

Le récepteur haut-parleur qui a donné les meilleurs résultats est un téléphone de 2000 ohms, muni d'une plaque vibrante mince 18/100 de 8 cm de diamètre avec cornet parabolique en aluminium.

La plaque est munie d'un jeton de fer étamé découpé dans la même tôle, collé par soudure à son centre, renforçant ainsi l'épaisseur et diminuant la réluctance dans le voisinage des pôles de l'électro-téléphonique.

Le télé mégaphone donne des résultats du même ordre, certains modèles sur lesquels nous reviendrons, peuvent être construits au tour par l'amateur bien outillé.

Le programme de chaque poste d'étude est toujours spécialisé suivant le goût de recherches de chacun; celui-ci, au lieu d'étendre le rayon des émissions admises aux écouteurs, s'est attaché au problème, aussi délicat que passionnant, du renforcement de l'onde et du parti que l'on peut tirer ensuite de ces réceptions fortes, après élimination des gêneurs (parasites et oscillations locales).

Henri PRÉVOST.



ANALYSES ET BIBLIOGRAPHIE ⁽¹⁾

ATMOSPHÉRIQUES

Observations sur la direction des perturbations atmosphériques; WATSON-WATT. *Proceedings of the Royal Society-A.*, vol. 102, 1922, pp. 460-479. — Les observations ont eu lieu à Aldershot (51° 16' N-0° 46' W). Elles ont été faites avec un cadre mobile sur une longueur d'onde de 20000 mètres. Mais un grand nombre de mesures ont également eu lieu sur des ondes plus courtes; ces mesures ont montré que les perturbations étaient plus faibles sur les ondes courtes (jus-

Les observations analysées ont duré du 1^{er} novembre 1920 au 31 octobre 1921; elles avaient lieu trois fois par jour : à 7 h, 13 h et 16 h. (T. M. G.). Les résultats ont été groupés par l'auteur comme suit :

1° Il a tracé pour chaque mois et chacune des trois heures ci-dessus, des graphiques ayant pour abscisses les azimuts et pour ordonnées le nombre de fois où les perturbations étaient minima pour ces différents azimuts. Ces diagrammes des fréquences de direction permettaient de déterminer pour chaque mois les directions N_F les plus fréquentes des minima;

2° D'autre part, il a fait les moyennes

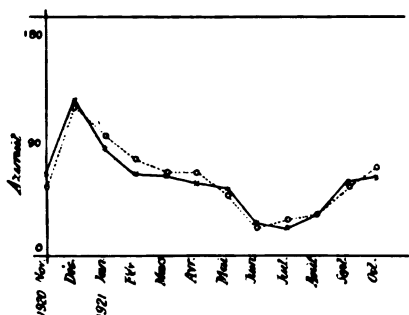


Fig. 1.

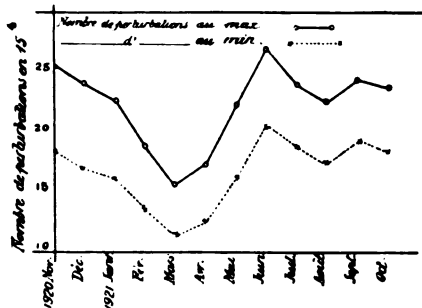


Fig. 2.

qu'à 2000 mètres) mais, que les caractères généraux de la distribution directionnelle n'étaient pas modifiés.

La méthode d'observation a été la suivante : plaçant le cadre aux azimuts 0, 30, 60, 90, 120 et 150° on a compté le nombre des perturbations en 15 secondes; ensuite, dans la région où les atmosphériques étaient les moins nombreux, on reprenait les observations de 10 en 10° puis de 5 en 5.

des nombres de perturbations observés pour chaque azimut, pour les mêmes périodes d'un mois et chacune des heures d'observation. Ces moyennes ont été portées en ordonnées sur des graphiques où les abscisses étaient encore les azimuts. Ces diagrammes permettaient de déterminer chaque mois les directions N_M correspondantes au nombre minimum moyen des perturbations;

3° Des nombres précédents N_F et N_M

(1) L'analyse des revues concernant la radiotélégraphie est assurée par les soins de MM. BERGERON, capitaine au centre radiotélégraphique de la Tour Eiffel (analyses signées Be); BION, capitaine de corvette (analyses signées Bi); CLAVIER, ingénieur à l'établissement central du matériel de la Radiotélégraphie militaire (analyses signées C.); JOUAUST, ingénieur électricien, professeur à la section de radiotélégraphie de l'Ecole supérieure d'Electricité (analyses signées J.); MESNY, professeur d'hydrographie (analyses signées My); METZ, capitaine à l'établissement central de la Radiotélégraphie militaire (analyses signées Mz); commandant PÉRIER, de l'artillerie coloniale (analyses signées Pr); PLANIOL, ingénieur E. S. E. (analyses signées Pl); RIVET, ingénieur E. S. E. (analyses signées R.) Ces analyses sont classées par rubrique suivant le sujet auquel elles se rapportent.

il a déduit des diagrammes annuels où le temps en mois est porté en abscisses et les valeurs N_T et N_M le sont en ordonnées. Les diagrammes de 7 h différent assez des deux autres, mais, en prenant les moyennes des ordonnées correspondantes aux trois heures, on trouve les diagrammes moyens très concordants de la figure 1;

4° Il a encore calculé les moyennes par mois des nombres de perturbations en 15'' observées dans les azimuts où ces perturbations étaient minima puis maxima. Il en a déduit les diagrammes de la figure 2;

5° Pour apprécier l'avantage que peut apporter à la réception la distribution irrégulière des atmosphériques en direction, l'auteur a encore calculé

pour chaque mois les rapports $\frac{A-a}{A}$ où

A et a sont les valeurs moyennes des nombres de perturbations observées dans les directions la plus et la moins troublée. Il appelle ces rapports : « rapports de direction » et les trouve égaux à des nombres variant entre 20 et 30 pour cent dans le cours de l'année. Toutes ces valeurs numériques obtenues, l'auteur admettant la périodicité annuelle, décompose les fonctions du temps correspondantes en termes de Fourier. Des tableaux très complets et de nombreuses courbes donnent tous les résultats des moyennes et les coefficients des séries de Fourier. On trouve ensuite une analyse des conséquences que l'on peut tirer de l'examen détaillé des nombres et des formules. Voici les principales remarques de l'auteur :

Une concordance très nette se manifeste dans les séries entre les développements des intensités correspondantes aux directions de maximum et de minimum. Les amplitudes obtenues pour les différents termes sont sensiblement proportionnelles et leurs phases égales. Cela semble devoir transférer l'intérêt de l'étude des atmosphériques dans le milieu dans lequel ils se propagent plutôt que dans leurs sources mêmes.

Les variations annuelles et journalières des atmosphériques suivent le

mouvement du soleil en hauteur ; la direction du minimum tourne en sens inverse des aiguilles d'une montre quand la hauteur du soleil augmente.

La courbe des taches du soleil de novembre 1920 à septembre 1921 n'a pas de ressemblance marquée avec les courbes des atmosphériques. Il n'y a pas non plus de relations entre ces dernières et celle des différents éléments magnétiques du globe ; mais on peut remarquer que la direction moyenne annuelle du maximum des atmosphériques à Aldershot, 151°, n'est pas très différente de celle du méridien magnétique, 166° ; et que les variations périodiques en direction sont du même sens.

Enfin, quoique l'on ne se soit pas préoccupé en général des divers types d'atmosphériques, il a été possible de distinguer, dans certains cas, entre les « clicks » et les « grinders ». Leurs distributions en direction ne sont pas toujours concordantes, et les grinders semblent être un phénomène matinal et hivernal.

En outre, le rapport entre les perturbations par grinders et celles occasionnées par les clicks est beaucoup plus élevé sur les accords de 20 000 m que sur ceux de 2 000 m. — My.

Sur l'origine des parasites ; WATSON WATT. — *Nature*. — Une douzaine de stations côtières radiogoniométriques ont déterminé simultanément les directions d'où leur parvenaient les perturbations atmosphériques. Les relevements que ces stations ont pris, ont été comparés dans 288 cas avec les données fournies par les observations météorologiques. Dans 239 cas, les régions d'origines d'atmosphériques ont coïncidé avec des zones de pluie ; dans 105 cas, la source des perturbations était sur le bord avant de la zone, dans 75 cas dans la zone même et dans 59 sur le bord arrière. Sur les 30 autres cas, on constata que les sources d'atmosphériques coïncidaient avec des orages ou des rafales.

Dans 19 cas seulement, l'origine des atmosphériques n'était pas de nature

météorologique. On peut donc conclure que les endroits pluvieux donnent naissance à des perturbations atmosphériques et, plus particulièrement, les bords avant de ces zones. — My.

Analyse quantitative des oscillations produites par un triode générateur. *The Electrician*, t. 89, pp. 537-538 et t. 87, p. 636. — Cet article est un résumé d'un travail de H. C. Möller.

L'auteur envisage un circuit comme celui représenté fig. 1.

Soit $e_a = E_a \alpha + E_a \sin \omega t$ (1)

la tension filament-plaque et

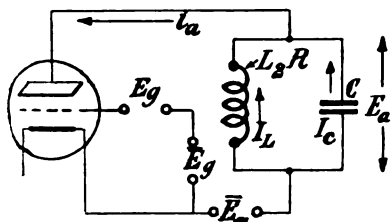
$e_g = E_g \alpha + E_g \sin(\omega t + \psi)$ (1)

la tension filament-grille.

A un instant donné le courant plaque filament est de la forme

$$i_a = I_a \alpha + I'a \sin \omega t + I''a \cos \omega t$$

La partie variable $L'a \sin \omega t + L''a \cos \omega t$ peut être représentée par un



secteur $\bar{I}a$, de même la partie alternative de la tension plaque peut être représentée par un secteur $\bar{E}a$ et on peut écrire la relation vectorielle

$$\bar{Z}e = \frac{\bar{E}a}{\bar{I}a} \quad (3)$$

Le secteur $\bar{Z}e$ est une impédance vectorielle qu'on peut écrire $Z e^{j\varphi}$.

En déterminant au moyen des équations (1) et (2) les valeurs instantanées correspondantes de e_a et de e_g , on peut déduire des caractéristiques statiques les valeurs correspondantes de i_a et tracer ainsi en fonction du temps, les courbes représentant i_a , $i_a \cos \omega t$ et $i_a \sin \omega t$. En planimétrant ces courbes on peut calculer I_a , $I'a$ et $I''a$, car on a

$$I_a = \frac{1}{T} \int_0^T i_a dt$$

$$I'a = \frac{1}{T} \int_0^T i_a \sin \omega t dt$$

$$I''a = \frac{1}{T} \int_0^T i_a \cos \omega t dt$$

et la relation vectorielle (3) donne Ze et φ .

Finalement, on peut arriver par un travail fort long du reste à tracer deux familles de courbes l'une donnant à φ constant la maximum en fonction de E_g maximum pour différentes valeurs de Ze , l'autre la maximum en fonction de E_g maximum pour différentes valeurs de Ze avec ψ constant.

Ces courbes permettent de prédéterminer la puissance, le rendement, les meilleures conditions de fonctionnement d'un triode donné.

Dans le cas où la fréquence ω est égale à $\frac{1}{\sqrt{LC}}$, $\varphi = 0$ et si on suppose $\psi = 0$, on a

$$Ze = \frac{L}{CR}$$

l'énergie dans le circuit oscillant est

$$Wa = \frac{Ea I_a}{2}$$

La puissance formée par la source à potentiel constant est

$$Wb = E_a I_a$$

et le rendement

$$n = \frac{Wa}{Wb}$$

On peut calculer ces diverses grandeurs par les procédés indiqués plus haut par des valeurs données de E_a . On arrive à la conclusion que pour une valeur de Ze , il existe une valeur maximum de I_a correspondant à une valeur donnée de E_g .

Si on trace la courbe de ces maxima en fonction de I_e , on trouve un maximum maximum par une certaine valeur de Ze .

Cette valeur de Ze peut être appelée l'impédance anodique optimum, et la valeur correspondant de E_g la valeur optimum de la tension grille. L'auteur envisage ensuite le cas où ω est différent de $\frac{1}{\sqrt{LC}}$ et aussi l'influence des harmoniques.

Dans un second article l'auteur montre comment les considérations précédentes peuvent être appliquées au calcul d'un poste à lampe. — J.

MONTAGES ET TOURS DE MAIN

Quelle est la direction à donner à une antenne pour recevoir un poste déterminé avec la plus grande intensité de réception ?

S'il s'agit d'une antenne à fils parallèles, il faut que l'axe de l'ensemble des fils soit dans la direction du poste à recevoir. Le poste de réception doit être branché à l'extrémité de l'antenne la plus rapprochée du poste d'émission.

S'il s'agit d'une antenne en V ou en éventail, il faut que la bisectrice de l'angle formé par les deux brins extrêmes soit dans la direction du poste d'émission.

Quel est le montage à effectuer pour faire travailler la même lampe en haute et basse fréquence ?

Le montage à réaliser est indiqué par le schéma ci-contre, son fonctionnement est le suivant :

Le courant de HF de réception attaque la grille de la lampe A en traversant la capacité « 1 » (5/10 000 Mf). La variation du courant de plaque de cette lampe est communiquée à la grille de la lampe B au moyen d'un transformateur Hf « 2 » approprié à la longueur d'ondes à recevoir. Le téléphone intercalé dans le circuit de plaque de la lampe A ne sera pas influencé par les variations de courant qui le traversent, leur fréquence étant beaucoup trop élevée. Il sera nécessaire, toutefois, de shunter le téléphone par une petite capacité « 3 » (2/1 000 Mf) afin de diminuer la résistance au passage de la haute fréquence dans ses enroulements. Les variations du courant HF amplifiées attaquent la grille de la lampe B laquelle est montée en détectrice au moyen de l'ensemble « 4 » (capacité 1/10 000 mf shuntée par une résistance de 4 mégohms) ayant pour but de fixer le potentiel de grille dans une bonne région de détection.

Le courant dans les circuits du transformateur « 5 » (BF rapport 1/3) seront donc des courants de basse fréquence et le circuit secondaire étant relié de part et d'autre de la capacité « 1 » viendra influencer à nouveau la grille de la lampe A qui amplifiera en BF cette fois, et actionnera le téléphone.

On obtient ainsi trois étages d'amplification avec deux lampes. Il est possible de faire suivre le système de lampes BF supplémentaires; il suffit pour cela de remplacer le téléphone par le primaire d'un transformateur BF rapport 1/3.

Ces genres de montages sont très délicats à réaliser et les accrochages sont fréquents; on en devient maître généralement en inversant le sens des enroulements, ou en reliant la masse des transformateurs au 80 volts.

Est-il possible d'employer un détecteur à galène derrière un poste à lampe. Si oui, dans quel cas ?

On peut monter un détecteur à galène derrière un poste à lampe. Deux cas se présentent :

1° Derrière l'amplificateur HF pour détecter les ondes HF amplifiées et permettre d'amplifier ensuite en BF avec le maximum de lampes dans l'un et l'autre cas;

2° Derrière un amplificateur BF en vue d'obtenir du courant redressé pour actionner, soit un appareil de mesures, soit un relais, sans être gêné par le courant de plaques.

Dans les deux cas le montage est identique, le transformateur seul change.

Comment constituer une charge pratique d'accumulateurs sur le courant continu 110 volts ?

Exécuter le montage du schéma ci-contre en employant des lampes à filaments de carbone. Le nombre des lampes à mettre en parallèles varie

avec le régime de charge de la batterie et le nombre d'éléments.

Avec un nombre de douilles suffisant, on peut créer un banc de charge pour des accumulateurs de types très différents :

1° Pour charger des accumulateurs de 5 ou 6 volts :

1 lampe 32 bougies laisse passer 1 ampère ;

1 lampe 16 bougies laisse passer 1/2 ampère.

2° Pour charger une batterie de 40 volts :

1 lampe 16 bougies laisse passer 0.25 ampères.

Ce qui convient comme régime de charge courant des batteries de tension de plaque.

3° Pour charger une batterie de 80 volts :

1 lampe 16 bougies laisse passer 0,05 ampères.

Pour le régime de charge convenable, il faudra donc mettre 5 lampes de 16 bougies en parallèles.

Pour reconnaître la polarité, il suffit, avant de brancher la batterie, de plonger les deux fils dans un peu d'eau : celui qui dégagera le plus de gaz sera le pôle négatif.

CORRESPONDANCE & AVIS

Retransmission sur 385 m des signaux horaires de la Tour Eiffel.

On annonce que la British Broadcasting Company vient de réaliser avec un succès complet la retransmission automatique et instantanée, par son poste de téléphonie sans fil de Manchester (puissance 2 kw, onde 385 m), des signaux horaires de la Tour Eiffel de 22 h 45. Le retard est de l'ordre de quelques millièmes de seconde. Les très nombreux auditeurs du Broadcasting britannique, qui ne disposent que de récepteurs pour courtes ondes, pourront ainsi écouter l'heure de Paris. Cette innovation est très appréciée et fait grand honneur à l'initiative et à l'ingéniosité des spécialistes de la Compagnie anglaise, et en particulier de M. A. S. M. Heming.

Offres.

A vendre, usine près gare, banlieue Nord Paris. Superficie 5000 m. Convient spécialement à fabrication lampes électriques. Peut convenir à toute autre industrie. S'adresser :

M. Camus, 13, boulevard Péreire, Paris.

Demandes

Contremaitre ou monteur, connaissant bien la fabrication des appareils de T. S. F., est demandé. Situation intéressante. S'adresser par lettre au bureau du journal.

Jacques Diamante, boîte postale 1117, Alexandrie (Égypte), à 3400 kilomètres de Paris, désire se mettre en relation avec amateurs T. S. F. de l'Orient (Égypte, Levant, Turquie, etc.) ayant un poste de réception qui leur permet de recevoir les radioconcerts français ou italiens. Désirerait savoir surtout quel genre d'appareil ils emploient, et le prix de l'installation. Dans le même but, désirerait se mettre en relation avec amateurs français recevant les radioconcerts des postes américains.

Il remercie tous ceux qui pourraient lui donner des détails complets pour l'installation d'un appareil de réception à Alexandrie (Égypte) à 3400 kilomètres de Paris (réception de radioconcerts avec haut-parleurs).

Cours public et gratuit d'enseignement élémentaire de la Radiotélégraphie organisé par la Société des Amis de la T. S. F.

Comme nous l'avons annoncé dans notre numéro de janvier, la Société des Amis de la T. S. F. s'est préoccupée de créer un cours public d'enseignement de radiotélégraphie, destiné à répandre parmi les amateurs les principes et les applications de la T. S. F., cet enseignement pouvant faciliter en même temps la formation des futurs radiotélégraphistes militaires.

Ce cours sera organisé avec le concours du Conservatoire national des Arts-et-Métiers.

Il comportera les vingt-quatre conférences ci-après :

Introduction électrotechnique à l'étude de la radiotélégraphie

M. CHAUMAT (8 conférences).

Généralités sur la télégraphie sans fil

Capitaine METZ (4 conférences).

Étude des lampes à trois électrodes et de leurs applications

M. JOUAUST (4 conférences).

Mesures de haute fréquence — Étude et emploi des cadres

M. MESNY (4 conférences).

Réalisation, montage et réglage des postes d'émission et de réception

M. CLAVIER (4 conférences).

Ces conférences seront suivies de démonstrations pratiques faites avec le concours de M. LEFRAND, préparateur de la chaire d'électricité industrielle du Conservatoire. Tandis que le cours proprement dit sera entièrement gratuit pour tout le monde, l'accès à la salle spéciale où auront lieu les démonstrations pratiques donnera lieu à la perception d'un droit dont seront exonérés les membres de la Société des Amis de la T. S. F., sur présentation de leur carte. Le cours aura comme sanction un brevet de radiotélégraphiste délivré par le Conservatoire national des Arts-et-Métiers.

La première conférence d'Électrotechnique aura lieu le **mercredi 18 avril, à 20 heures, au grand amphithéâtre** (amphithéâtre C) **du Conservatoire, 292, rue Saint-Martin.**

Le programme détaillé du cours sera adressé en temps voulu et sans autre demande à tous les membres de la Société.

Nous sommes heureux de pouvoir annoncer aux lecteurs de *l'Onde Électrique* l'organisation de ces cours, qui nous ont paru devoir leur être utiles et aider à la diffusion de la radiotélégraphie et de ses applications.

La Société des Amis de la T. S. F.

TRANSMISSION DANS L'AIR PAR INDUCTION (T. P. A.)

système Perot-Lyot ⁽¹⁾

par M. A. PEROT

Le mode de communication par induction dans l'air appelé T. P. A. par opposition à la T. P. S. a été imaginé pendant la guerre. Le problème posé était le suivant : permettre aux bateaux d'un convoi naviguant la nuit, tous feux éteints, de suivre le bateau-pilote à l'aide

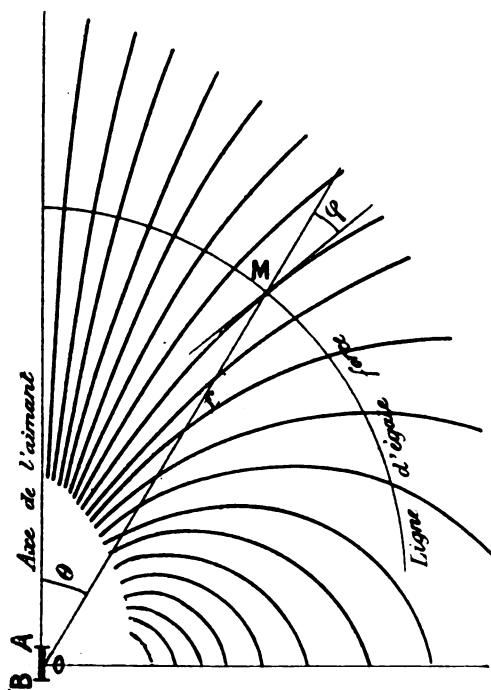


Fig. 1.

de signaux discrets que l'ennemi ne puisse surprendre. L'idée vint d'appliquer dans l'air les phénomènes dont le sol est le siège dans la T. P. S. — Ceci donna lieu à diverses études faites en collaboration par M. Bernard Lyot et par moi-même et aboutit à des méthodes

⁽¹⁾ Communication faite à la Société des Amis de la T. S. F. à la séance de février 1923.

de navigation que je vais avoir l'honneur de vous exposer ce soir.

Tout d'abord il ne s'agit pas ici de télégraphie sans fil. Il n'y a pas d'ondes électromagnétiques en jeu, mais seulement les phénomènes d'induction seuls étudiés autrefois et dont la découverte remonte à Faradeuf.

Imaginons un cadre soutenu en l'air, maintenu dans une direction fixe, composé d'un certain nombre de tours de conducteur et parcouru par un courant continu. A quelque distance le champ fourni par le courant parcourant ce cadre sera à très peu de chose près le même que celui d'un aimant infiniment petit placé au centre du cadre, normalement à son plan et dont le moment magnétique est le produit de la surface totale du cadre par l'intensité du courant en unités électromagnétiques absolues (dixième des ampères); la forme du champ est bien connue, elle est représentée par la figure 1. En un point M situé à la distance r de l'aimant, dans une direction faisant l'angle θ avec l'axe de l'aimant, M étant le moment magnétique, la force est :

$$F = \frac{M}{r^3} \sqrt{1 + 3 \cos^2 \theta}$$

et la force fait avec la direction θ l'angle φ donné par :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{2} \operatorname{tg} \theta.$$

Ces formules appellent de suite une remarque : la force dans une direction varie en raison inverse du cube de la distance à l'aimant, le champ décroît très vite.

Suivant l'axe ($\cos \theta = 1$) la force est $\frac{2M}{r^3}$.

Dans la direction perpendiculaire elle est $\frac{M}{r^3}$.

Imaginons que, suivant la figure 2, un cadre émetteur soit placé en O sur le bateau-pilote, normalement à son axe, et qu'en M sur le bateau piloté soit placé en C' un cadre mobile. Si le cadre C' est parcouru par un courant alternatif de fréquence comprise entre 500 et 1 000 par exemple, une force électromotrice prendra naissance dans le cadre C' et en reliant celui-ci à un amplificateur 3 *ter*, on entendra un son dont l'intensité variera avec l'orientation du cadre C' relativement à la ligne de force qui passe en M. Le son sera nul, et on aura silence, si le cadre est parallèle à la ligne de force : l'on pourra ainsi

déterminer l'orientation de cette ligne; si le cadre est perpendiculaire à la ligne de force, et qu'à la sortie de l'amplificateur on place un transformateur dont le circuit secondaire (fig. 3) comprend une galène et un microampèremètre de 1 000 à 2 000 ω de résistance shunté

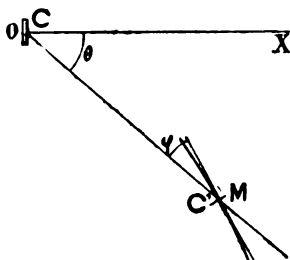


Fig. 2.

par un condensateur, on pourra, par la mesure de la déviation, connaître la valeur de la force, l'instrument ayant été étalonné à l'avance (¹). Par suite de la variation très rapide de la force avec la distance, les lignes d'égale force sont presque des cercles (il faut

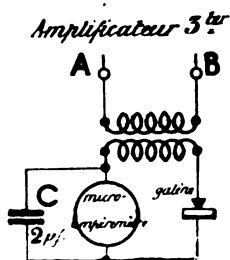


Fig. 3.

s'écarter à 50° de l'axe pour que l'écart sur la distance soit de 10 %), on aura donc :

1° La direction de la ligne de force; 2° La distance avec une approximation suffisante.

Les expériences faites dans le parc de l'Observatoire de Meudon avec des cadres de 9 m sur 10 m comprenant 12 tours, le courant à 1 000 v étant de 4 à 8 ampères, d'abord, et celles qui ont été faites à Toulon ensuite ont complètement vérifié ces résultats.

D'ailleurs la rotation du cadre impossible en pratique a été

(¹) Sauf pour des courants très faibles de quelques microampères, le courant détecté est proportionnel au courant oscillant. Ceci est exact à partir de 15 μ A, d'après les expériences faites.

remplacée par un dispositif comprenant deux cadres dont on comparait les déviations, l'intensité maximum était donnée en grandeur et en direction par la résultante des deux intensités mesurées.

Ce premier dispositif a d'ailleurs été grandement amélioré dans la suite comme je vais l'indiquer. Il suffira de retenir que l'on peut déterminer la direction de la ligne de force en un point M.

Cette méthode présentait le défaut de ne pas donner le cap réel du pilote, et si le bateau piloté se trouvait à bâbord du pilote, par exemple, il était amené à suivre une route parallèle et non à se placer derrière lui.

Nous allons voir comment nous avons réussi à combiner une méthode qui permet d'avoir la direction du pilote et de savoir où l'on est placé par rapport à lui, tout en déterminant sa distance.

Deuxième dispositif. — Le bateau-pilote porte deux cadres d'émission à angle droit l'un sur l'autre parcourus par des courants diphasés; on produit ainsi un champ tournant dans tout l'espace environnant, et pour l'étudier on peut remplacer les deux cadres par un aimant infiniment petit tournant autour de la verticale avec une vitesse égale à la fréquence des courants.

Soit O l'aimant (fig 2); dire qu'il tourne, c'est dire que l'angle θ qui fait son axe avec la direction fixe qui joint un point M (bateau piloté) à O est proportionnelle au temps et pourra s'écrire :

$$\theta = 2\pi \nu t, \nu \text{ étant la fréquence du courant.}$$

La force définie en M par sa grandeur :

$$F = \frac{M}{r^3} \sqrt{1 + 3 \cos^2 \theta} \text{ et sa direction relativement à O M,}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{2} \operatorname{tg} \theta,$$

sera tournante et de valeur variable.

Si on représente la force par une droite MF tracée à partir d'un point M, l'extrémité T décrira une ellipse (fig. 4) dont le grand axe correspond à $\theta = 0$, et par suite à $\varphi = 0$, sera dirigé suivant OM et dont le petit axe normal à OM ($\theta = \frac{\pi}{2}, \varphi = \frac{\pi}{2}$) sera la moitié du grand axe.

Donc : 1° En déterminant la direction du grand axe, on aura la direction du bateau pilote ;

2° Comme la valeur du grand axe ($\theta = 0$) est $\frac{2M}{r^3}$, on pourra déterminer la distance ;

3° En opérant avec une fréquence différente, le courant étant émis

dans un troisième cadre perpendiculaire ou parallèle à l'axe du pilote, on pourra par la méthode employée tout d'abord avoir la direction de la route suivie par le pilote ;

4° Remarquons enfin que deux mesures successives, même très

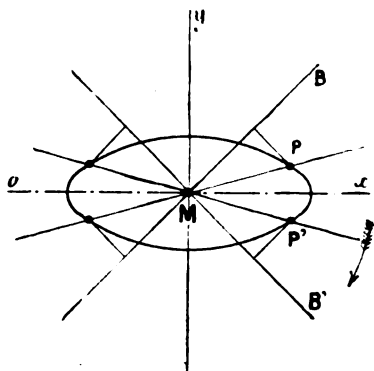


Fig. 4.

rapprochées de la distance, indiqueront le sens de la marche du pilote.

Donc, en résumé, les opérations à faire sont les suivantes :

- 1° Déterminer la direction MO ;
- 2° Déterminer la distance ;
- 3° Déterminer l'angle φ d'où l'on déduit θ .

S'il y a doute sur la direction du mouvement du pilote, une nouvelle mesure de la distance lèvera l'indécision.

Je vais indiquer maintenant comment ces différentes mesures ont été effectuées dans les essais faits à Toulon en 1920 :

1° *Détermination de la direction du grand axe de l'ellipse.* — Le bateau piloté porte deux cadres à angle droit l'un sur l'autre, dont les extrémités sont reliées aux enroulements du stator d'un goniomètre (fig. 5) disposés comme ceux d'un stator de moteur diphasé. Cette disposition avait d'ailleurs déjà été utilisée par M. Jouaust et moi-même dans des recherches de goniométrie de T. P. S.

Il est facile de voir par un calcul simple que le champ sur le rotor du goniomètre est le champ même qui agit sur les cadres avec une différence de phase constante égale à $\frac{\pi}{2}$. On se trouve ramener ainsi

dans la cabine du pilote et sous sa main le champ extérieur. Le rotor du goniomètre porte deux enroulements placés à angle droit l'un sur l'autre ; les forces électromotrices induites ne seront égales que si les deux enroulements sont placés symétriquement par

rapport aux axes de l'ellipse du champ, c'est-à-dire bissectent ces axes. Ces deux forces électromotrices présentent entre elles une différence de phase qu'il faudra annuler par l'emploi de selfs, de capacités et de résistances, pour pouvoir les comparer et placer le rotor dans la position voulue pour que leurs valeurs efficaces soient égales (fig. 4).

La différence de phase à compenser est celle qui correspond aux rayons vecteurs de l'ellipse OM, OM', qui donnent la projection

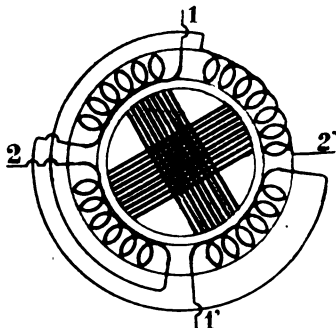


Fig. 5.

maximum sur les bissectrices MB, MB'. Si l'ellipse est décrite dans le sens de la flèche, il faudra retarder MP de sa différence de phase avec OX (qui n'est pas l'angle PMX, car l'ellipse n'est pas décrite d'un mouvement uniforme) et avancer MP' de la même quantité, ces angles sont d'environ $26^{\circ} 1/2$.

Il résulte de ce fait que l'on ne pourra se tromper de quadrants, car si on tourne le rotor de 90° de manière à échanger les cadres, le montage retarde le courant qu'il faudrait avancer et inversement, et comme ces retards ou avances ne sont pas de 45° , il ne peut y avoir ambiguïté.

On déterminera à coup sûr la direction du grand axe en montant les circuits en opposition et les reliant aux bornes d'un amplificateur 3^{ter}, l'observation se fait au téléphone, on tourne le rotor du goniomètre jusqu'à avoir le silence.

2° *Détermination de la distance.* — Plusieurs procédés peuvent être employés.

On peut, après avoir fait tourner le rotor de 45° , envoyer à l'amplificateur le courant fourni par celui des enroulements dont le plan est normal au grand axe, et, à l'aide de la combinaison indiquée plus haut, mesurer la distance sur le microampèremètre.

3° *Détermination de l'angle φ .* — A cet effet, on envoie dans un

troisième cadre, qui peut être placé perpendiculairement ou parallèlement à l'axe du pilote, un courant de fréquence différente de celle du champ tournant. En intercalant un bouchon pour la fréquence du champ tournant, on pourra opérer suivant la méthode décrite tout d'abord et déterminer la direction de la ligne de force. Si les déphaseurs étant supprimés on groupe en série les deux enroulements du rotor du goniomètre, on rendra le téléphone muet en amenant l'une des bissectrices (déterminée par le couplage des deux bobines) suivant la ligne de force du champ du stator, c'est-à-dire suivant la ligne de force réelle, puisque nous avons vu que ces deux champs étaient semblablement dirigés.

Si par exemple le champ tournant est à 500 v et le champ fixe à 1 000 v, on intercalera un bouchon à deux fins arrêtant à volonté soit les courants de 1 000 v pour la première mesure, soit ceux de 500 v pour la dernière détermination. Dans le premier cas, les selfs, résistances et capacités qui ramènent à la même phase les courants dans les deux enroulements de rotor sont mises hors circuit.

Un seul commutateur pourra opérer les couplages voulus pour chacune des deux mesures, de sorte que les opérations seront très rapides.

La distance à laquelle ces méthodes sont applicables est relativement petite : 2 à 3 kilomètres au téléphone pour la détermination de direction et de la route du pilote, 1 500 m environ pour la mesure de la distance, ceci tout au moins pour les cadres et les courants utilisés dans les expériences faites. La faiblesse de cette portée était d'ailleurs une des conditions du programme qui tout d'abord ne s'appliquait qu'à des directions situées à 30° de part et d'autre de la direction du pilote. Mais les demandes de la marine devinrent d'autant plus difficiles à satisfaire que le programme initial était mieux rempli ; actuellement je crois pouvoir dire que nous avons satisfait au programme.

Enfin ces signaux présentent une particularité extrêmement importante : les essais faits tant à Meudon qu'à Toulon ont montré qu'ils ne pouvaient être captés par les appareils habituels de réception des ondes électromagnétiques. C'était également une des conditions à remplir. Ce sont bien des signaux extrêmement discrets et susceptibles de convenir à la navigation en temps de guerre, de convois de ravitaillement.

A. PEROT.

Professeur à l'École Polytechnique.

PARTICULARITÉS DE L'EMPLOI DE LA T. S. F. A BORD DES AVIONS

par le commandant P. FRANCK

L'aviation d'avant-guerre était surtout une aviation militaire. Son emploi n'était d'ailleurs pas très nettement défini. Dès les premiers mois de la guerre, son rôle se précisa, et ce fut, d'abord, un rôle d'observation. Pour le bien remplir, elle eut tout de suite besoin d'un moyen de liaison : le meilleur qu'on put trouver fut la télégraphie sans fil. Et c'est ainsi que prit naissance et se développa rapidement l'emploi de la radiotélégraphie à bord des avions. A la fin de la guerre, il était d'un usage courant.

Mais, après l'armistice, d'autres besoins se firent sentir : l'aviation chercha son développement dans les transports commerciaux. Pour les effectuer avec sécurité, il lui fallait encore un moyen de liaison, mais il fallait aussi économiser le personnel d'équipage, et on ne pouvait songer à y comprendre un radiotélégraphiste. On eut alors recours à la radiotéléphonie, qui permettait au pilote et au mécanicien d'assurer eux-mêmes la communication avec les terrains d'atterrissage. C'est ainsi que la téléphonie sans fil d'avion, déjà réalisée en 1916 par M. Gutton, mais peu employée pendant la guerre, est en train de prendre un très grand développement.

Enfin, l'aviation militaire, comme l'aviation commerciale, cherchent de plus en plus à voler par tous les temps. Elles ne peuvent le faire que si des moyens nouveaux leur permettent de naviguer sans voir le sol. La radiogoniométrie et, en général, tous les modes de repérage par des champs électromagnétiques peuvent leur être pour cela d'un grand secours.

Que l'on ait à installer la télégraphie sans fil à bord d'un aéronef comme moyen de liaison ou comme moyen de navigation, on rencontre chaque fois un certain nombre de difficultés qui tiennent à la nature de l'engin sur lequel on doit placer les appareils. Ce sont ces difficultés que nous allons étudier.

L'antenne et le contre-poids. — L'antenne d'un avion est généralement constituée par un fil enroulé sur un rouet en matière isolante. Une fois l'avion en vol, ce fil, à l'extrémité duquel est attachée une masse de plomb, est déroulé. Son isolement est assuré par un tube d'ébonite à l'intérieur duquel il passe à la sortie de l'avion.

Par suite de la résistance que lui oppose l'air, cette antenne prend la forme *a, b, c*, indiquée par la figure 1.

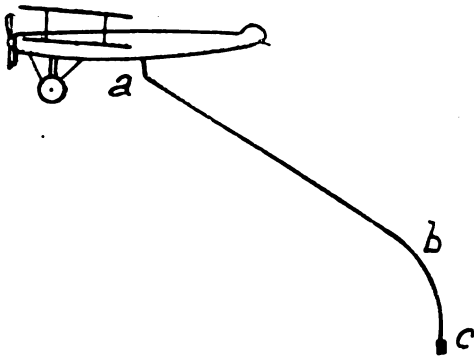


Fig. 1.

L'inclinaison de la partie *a, b*, et la longueur de la partie *b, c*, dépendent de la vitesse de l'avion et du poids de la masse suspendue en *c*.

Cette antenne produit à l'émission un effet de direction très net.

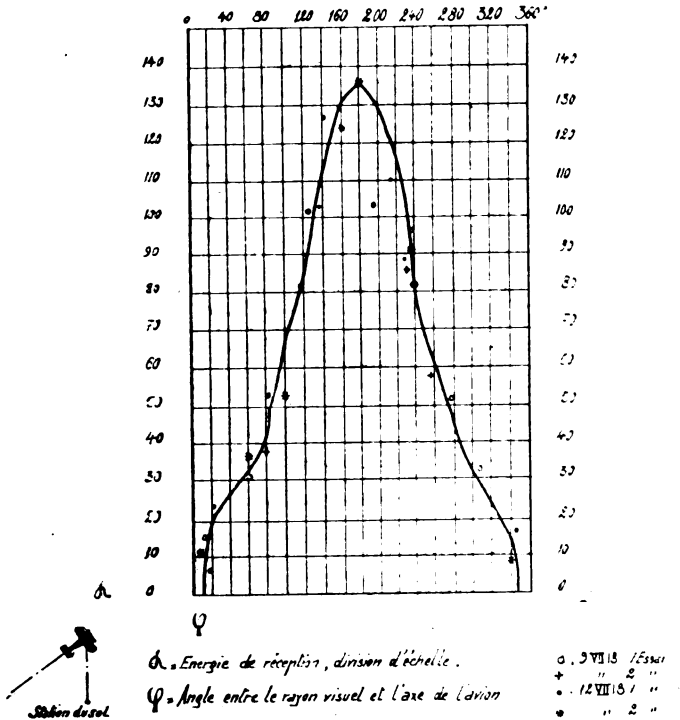


Fig. 2.

C'est pourquoi l'intensité de la réception d'une émission d'avion dépend de la direction de marche de celui-ci.

Ce phénomène a été nettement constaté aux armées au cours des nombreuses transmissions de télégraphie sans fil faites par les avions. Des études expérimentales plus précises ont été entreprises en

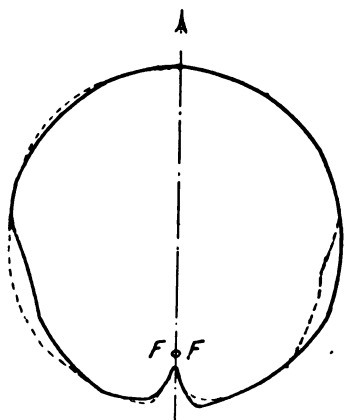


Fig. 3.

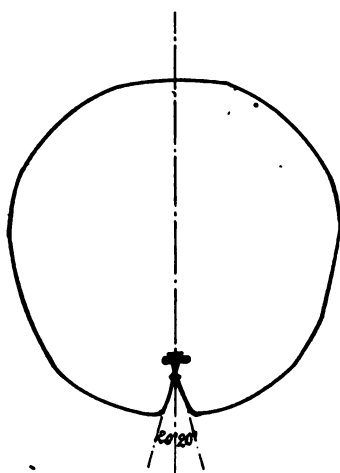


Fig. 4.

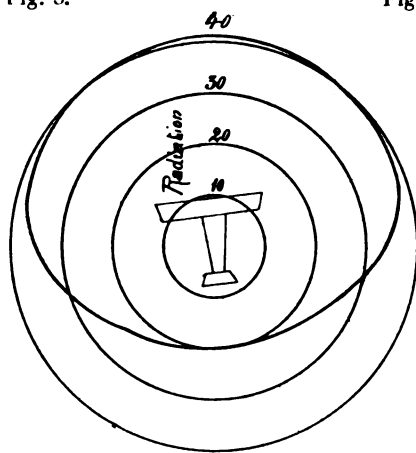


Fig. 5.

Allemagne et aux États-Unis⁽¹⁾ pour déterminer avec exactitude l'intensité de réception à terre d'une émission d'avion sur antenne pendante en fonction de la direction de marche de l'avion. Dans les deux cas, un avion émettait sensiblement au-dessus d'un même point, mais

⁽¹⁾ Allemagne: Voir Niemann, *Funkentelegraphie für Flugzeuge*; États-Unis Voir *Scientific Revue of the Bureau of Standards*, du 17 septembre 1910.

en s'orientant dans des directions différentes. La réception était faite à terre sur antenne, avec un amplificateur suivi d'un appareil de mesure. Les résultats obtenus dans les deux cas sont différents. Ils sont donnés par les figures 2, 3, 4 et 5.

Les mesures allemandes semblent plus précises que les mesures américaines :

1° La position et la direction de l'avion étaient déterminées dans les expériences allemandes avec beaucoup de soin à l'aide de théodolites et de procédés photographiques.

Dans le compte rendu des expériences américaines, on ne parle pas de la manière dont on estimait la position de l'avion et sa direction. Il semble qu'on ait à l'œil estimé le moment où l'on passait au-dessus du point fixé, et que la direction de l'appareil, à ce moment, ait été lue à la boussole.

2° Les mesures d'intensité de réception étaient faites dans les expériences allemandes par la mesure de l'intensité d'une source auxiliaire produisant à la réception les mêmes effets que l'émission étudiée. Dans les expériences américaines, on se contentait de lire l'intensité produite par l'émission à étudier dans un appareil de mesure, placé après l'amplificateur; cette intensité, fonction de l'état de l'amplificateur, pouvait n'être pas comparable à elle-même pendant la durée d'une expérience.

Est-ce à dire qu'il faille considérer comme exacte la courbe de rayonnement donnée dans le travail allemand, et comme fausse celle donnée dans le travail américain? Il est difficile de répondre à cette question, car il est indiqué que les expériences allemandes ont été faites sur une longueur d'onde de 250 m en ondes amorties, avec une puissance de 135 watts, à l'altitude de 1 600 m et à la distance de 10 km. Les expériences américaines ont été faites en ondes entretenues, on ne dit pas avec quelle puissance, sur quelle longueur d'onde, ni à quelle distance. Or, il est certain que l'influence directionnelle est fonction du rapport entre la longueur d'antenne et la longueur d'onde, de la puissance employée et de la distance à laquelle s'est faite l'expérience.

Des expériences sont entreprises en France pour préciser tous ces points. Mais les courbes données ci-dessus indiquent déjà l'ordre de grandeur du phénomène et montrent que l'effet directif des antennes pendantes est très appréciable.

Dans certaines circonstances, la forme de l'antenne se modifie : Dans les virages, l'antenne prend la forme d'une courbe gauche variable avec la façon dont le pilote prend son virage. Dans les

remous, la forme de l'antenne se modifie aussi de façons différentes suivant l'effet produit par les remous sur l'avion. Dans les virages, et quelquefois aussi dans les remous, le rayonnement de l'antenne est ainsi sensiblement modifié, et il arrive que l'intensité avec laquelle on reçoit la transmission de l'avion soit diminuée considérablement : c'est au point qu'une émission d'avion qu'on reçoit fortement, peut devenir brusquement imperceptible.

Le *contre-poids* est constitué par la masse métallique de l'avion. La capacité de celle-ci diffère avec les divers types d'avions. Elle est, en général, trop faible pour que le contre-poids soit parfait. Il en résulte que l'antenne ne vibre pas en quart d'onde et que le ventre d'intensité est éloigné de la sortie d'antenne.

La longueur d'onde d'émission n'est donc pas égale à quatre fois la longueur de l'antenne, et la portée est moins grande que si le contre-poids était parfait.

On peut remédier à ces inconvénients en garnissant l'avion d'une

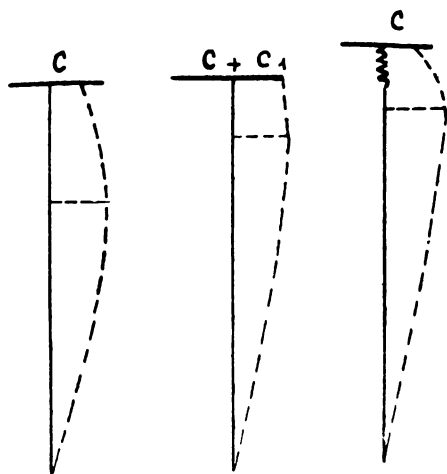


Fig. 6.

toile métallique, qui augmente sa capacité, ou encore en plaçant une self appropriée dans l'antenne (fig. 6).

On ne peut employer la self pour les très petites longueurs d'ondes (inférieures à 200 m), car la longueur d'antenne déroulée deviendrait si petite que le rayonnement serait trop faible et la portée en serait notablement diminuée.

On voit ainsi que, pour une intensité déterminée, lue dans un ampèremètre placé à la sortie de l'antenne, la portée d'une émission

d'avion faite sur une antenne pendante est fonction de la longueur d'onde employée, de la self ajoutée en série dans l'antenne, de la capacité électrique de l'avion, enfin, de l'orientation de l'avion.

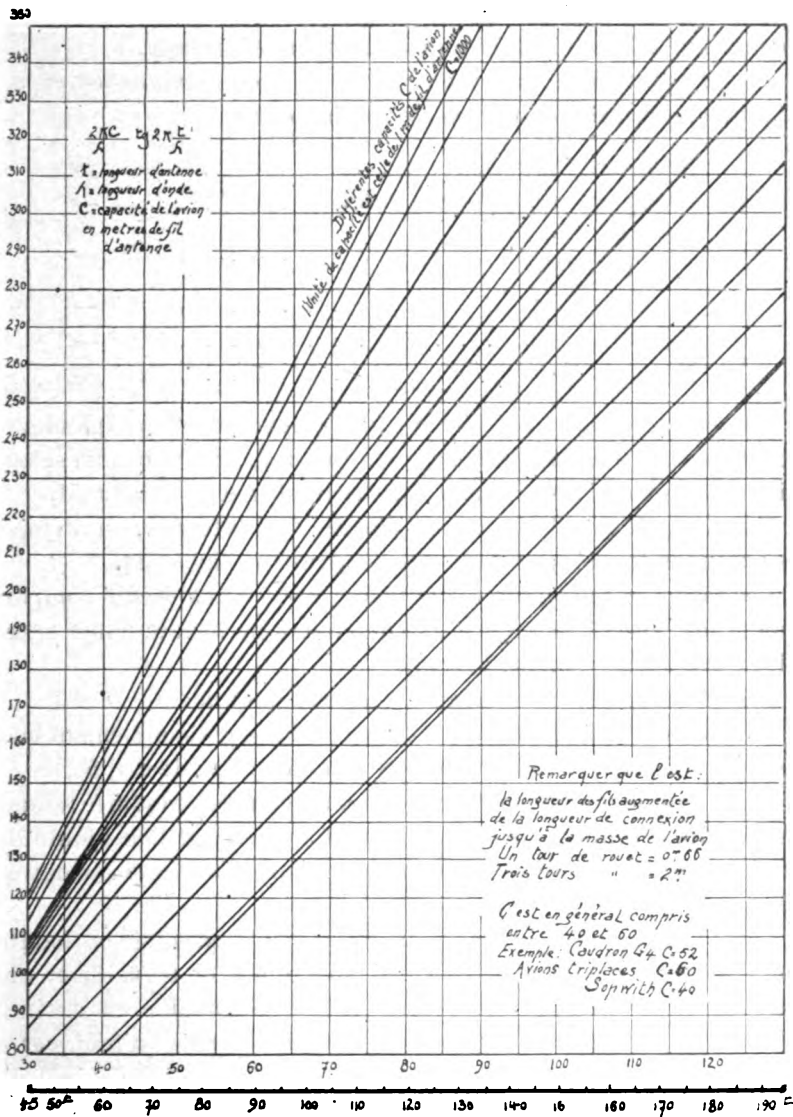


Fig. 7.

Ce qu'on entend par capacité du contre-poids avait été défini à la fin de la guerre par la formule :

$$\frac{2\pi C}{\lambda} = -tg \frac{2\pi l}{\lambda}$$

où C est la capacité du contre-poids en mètres de fil d'antenne, λ la longueur d'onde en mètres et l la longueur de l'antenne en mètres.

En admettant cette formule exacte, l'abaque de la figure 7 donne, pour des contre-poids de différentes capacités, les longueurs d'onde obtenues en déroulant différentes longueurs d'antenne.

En les appliquant, on a trouvé pour différents avions les capacités suivantes, mesurées en mètres de fil d'antenne :

Nieuport, biplace.	32 m
Nieuport, monoplace métallisé.	41 —
Farman F.-11 }	52 —
Caudron G.-4 }	
Caudron R.-11.	60 —
Bréguet 14-A2.	70 —
Farman F.-50.	110 —

Comme la capacité unitaire du fil d'antenne d'avion réglementaire est approximativement égale à : 1,1 10-5 mfd, on voit que, selon les avions, la capacité de la masse varie entre 3,10-4 et 1,10-3 mfd.

Pour augmenter la longueur d'onde des antennes, on a employé des antennes formées de deux fils pendants au lieu d'un.

Les essais exécutés ont été faits sur F.-50. On a étudié comparativement les caractéristiques d'une antenne à un brin et d'une antenne à deux brins (écartement, 7,50 m).

Les résultats généraux acquis sont les suivants :

1° L'intensité dans l'antenne à deux brins est sensiblement accrue (de 1 ampère dans le cas du poste S : 3 a, 5 au lieu de 2 a, 5);

2° La longueur d'onde propre n'est pas beaucoup modifiée lorsqu'on emploie deux brins au lieu d'un. Toutefois, dès que l'on ajoute de la self dans l'antenne, on obtient des longueurs d'ondes beaucoup plus grandes.

Ceci montre que la capacité du contre-poids, mesurée en longueur de fil d'antenne, n'est une donnée utile que quand on travaille en ondes amorties et en excitation directe. Dès qu'on travaille en excitation indirecte ou en ondes entretenues, il importe surtout d'indiquer aux constructeurs comment constituer une antenne fictive équivalente à l'antenne de longueur l excitée avec la longueur d'onde γ sur un avion déterminé. Ils pourront ainsi étudier en laboratoire les caractéristiques à donner à leurs postes.

Des mesures de ce genre ont été faites en Amérique⁽¹⁾. L'appareil

(1) *Scientific revue of the Bureau of Standards*, du 17 septembre 1919.

Antenne

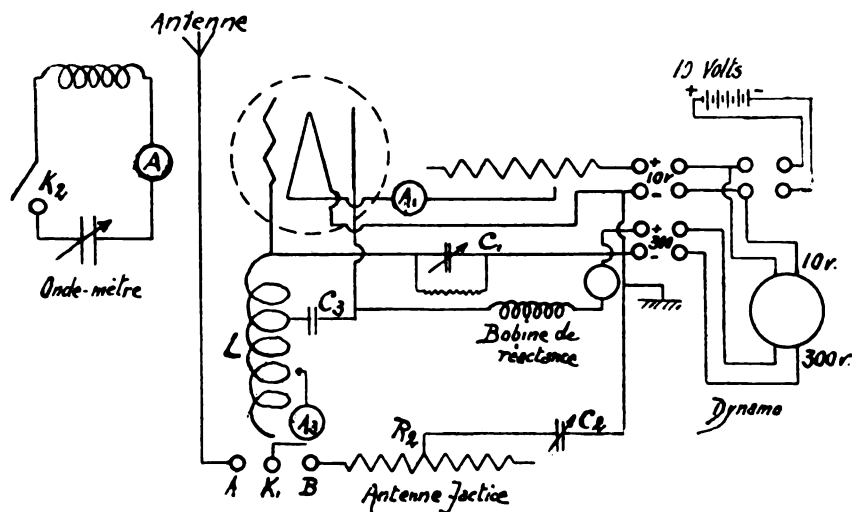


Fig. 8.

la longueur d'onde en question. Ces données permettent bien au constructeur intéressé de constituer, pour chaque longueur d'onde, son antenne fictive, avec C , R , et L .

Les résultats des mesures faites en Amérique pour différentes formes d'antenne sont donnés par les courbes des figures 9, 10, 11 et 12.

Les antennes pendantes présentent, pour certains avions, des inconvénients. Quand les avions marchent en groupe, l'antenne de l'un peut en accrocher un autre, ce qui est dangereux. Les avions de combat, qui se livrent à des manœuvres compliquées, ne peuvent les effectuer avec une antenne qui pend derrière eux. Ces raisons ont amené à chercher un moyen de constituer différemment l'antenne de certains avions.

On a essayé, d'abord, des cadres dont l'avion formait la carcasse. Pour recevoir à bord de l'avion, et en particulier pour faire de la radiogoniométrie à bord, les cadres verticaux donnent de bons résultats. Au contraire, les cadres horizontaux en donnent de mauvais.

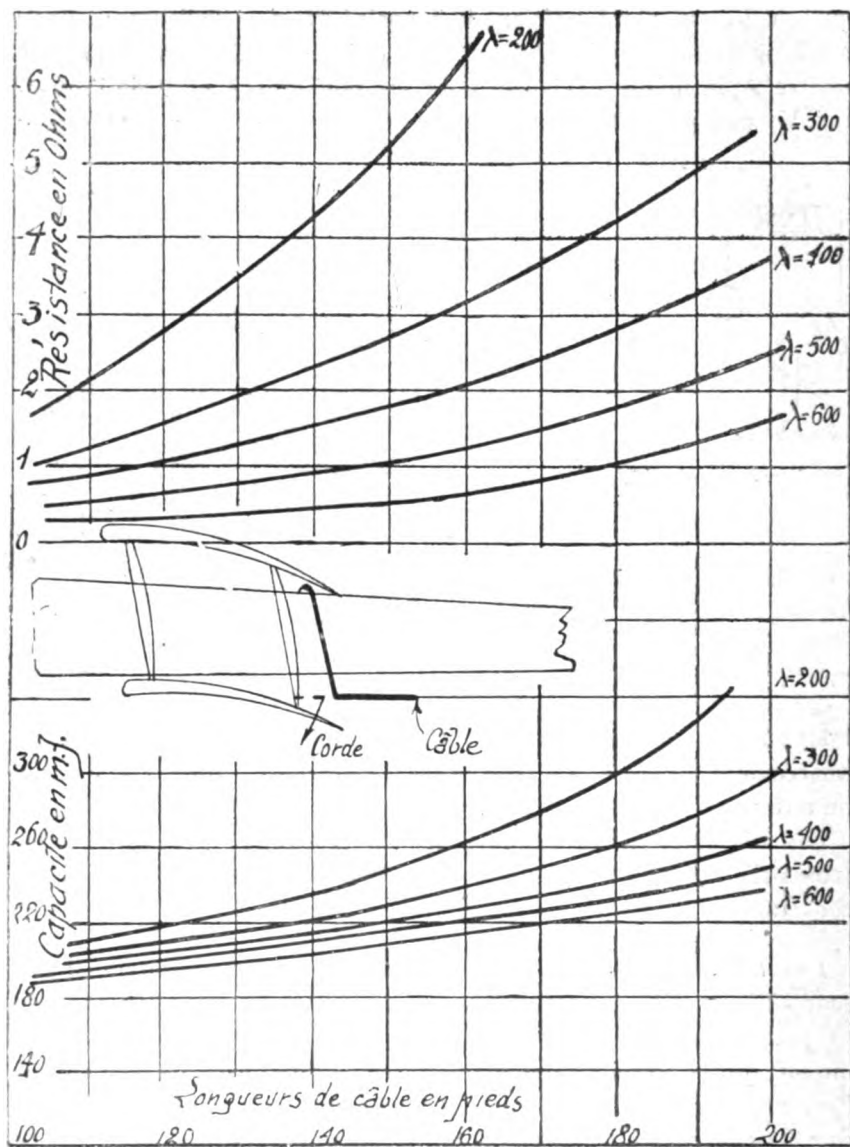


Fig. 9

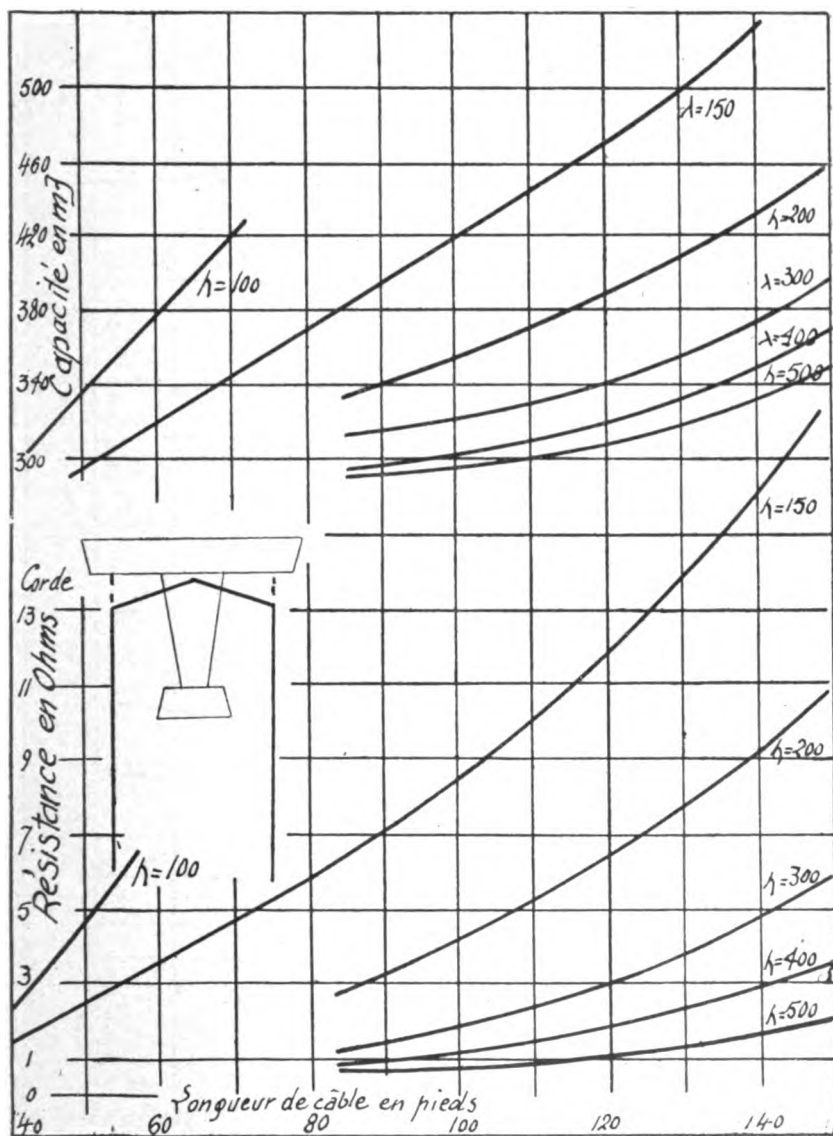


Fig. 10.

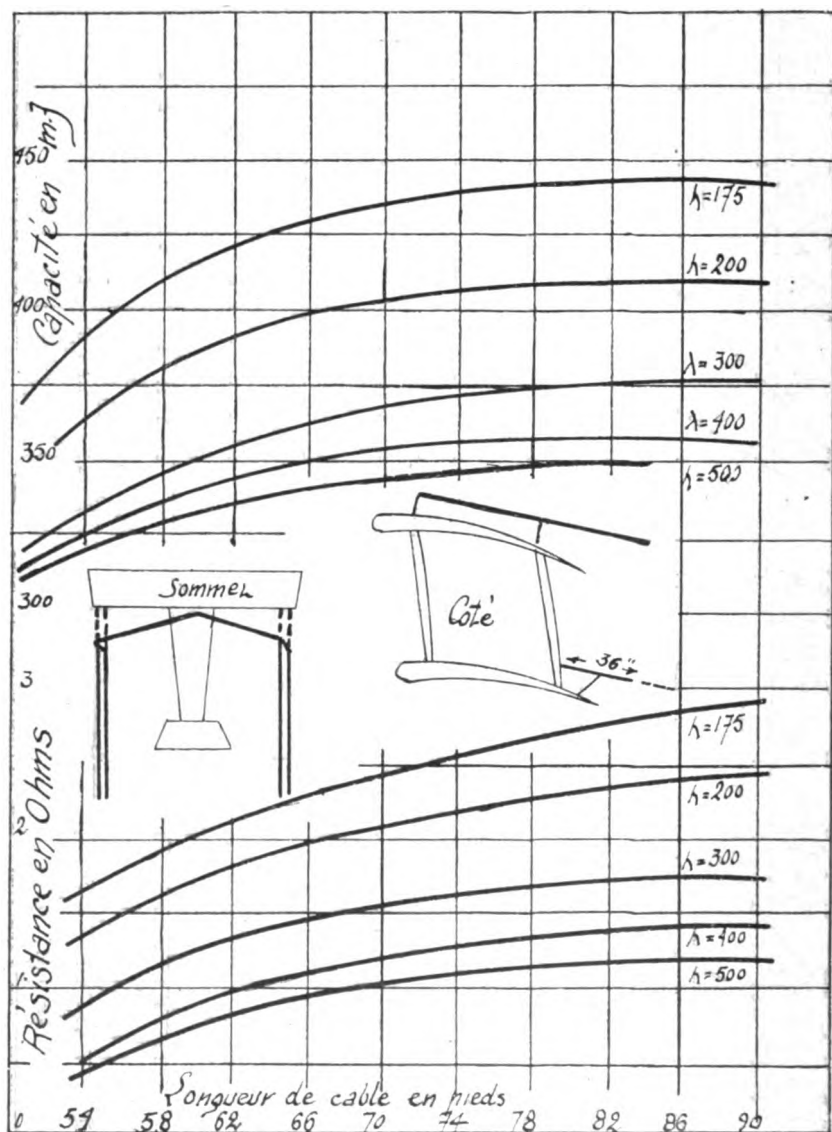


Fig. 11.

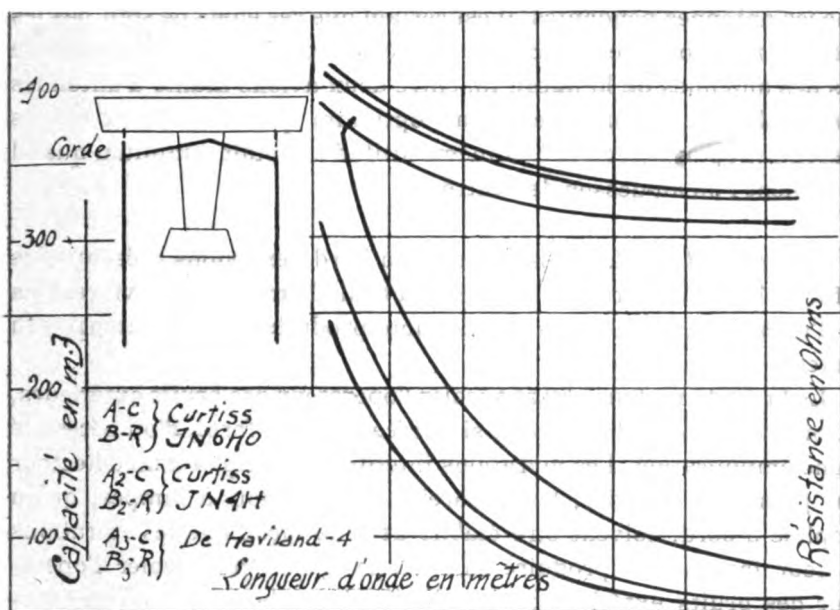


Fig. 12.

Pour émettre, les cadres n'ont donné aucun résultat, mais on en a obtenu d'assez satisfaisants en utilisant une antenne de la forme indiquée par les figures 13, 14, 15 à titre d'exemple.

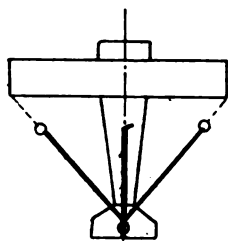


Fig. 13.

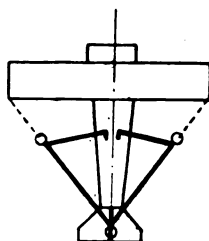


Fig. 14.

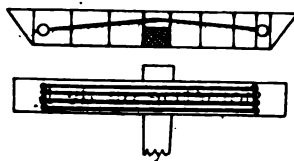


Fig. 15.

Les ouvrages allemands et américains susvisés indiquent que les antennes fixes ne donnent pas des effets directionnels aussi accentués

que les antennes pendantes. Il est certain que ces effets ne sont pas les mêmes, mais on a eu l'occasion d'en constater de très nets dans le cas des antennes de la figure 13, entre deux avions munis d'antennes semblables. Le rayonnement était optimum quand les deux avions marchaient ~~par~~ parallèlement à la même altitude. Il était minimum quand ils étaient l'un au-dessus de l'autre.

Réception à bord. — La réception à bord des avions présente des difficultés particulières qui tiennent au bruit du moteur, aux vibrations de l'appareil et aux effets d'induction produits par l'allumage du moteur.

Le bruit du moteur oblige à isoler l'opérateur des bruits extérieurs, encore ne peut-il entendre que si la réception est forte, d'où nécessité d'une amplification. Les vibrations interdisant l'emploi d'un détecteur qui puisse se dérégler, les appareils de réception à lampes, qu'on emploie à bord, doivent être établis de telle façon que les vibrations ne leur fassent pas produire un bruit exagéré. Pour isoler l'opérateur des bruits extérieurs, on a fabriqué des bonnets fourrés spéciaux, et on a muni les écouteurs de protecteurs en caoutchouc.

Les récepteurs d'avions ont tous un détecteur à lampes⁽¹⁾ et un amplificateur pour éviter l'action des vibrations sur la galène et pour obtenir une audition assez intense.

Quand on reçoit à bord des émissions basse fréquence (comme dans le cas du guidage Loth), on réussit à éliminer assez facilement les *effets d'induction* des magnétos. Pour cela, on installe à bord, outre les appareils destinés à la réception, un ou plusieurs cadres que l'on soumet eux-mêmes aux effets d'induction des magnétos. On les met en série avec les appareils récepteurs, de telle manière que les courants induits dans les uns et les autres, soient en opposition et s'annulent. M. Loth a réussi à éviter ainsi les troubles dus aux magnétos au cours de ses expériences de guidage des avions.

Quand on reçoit des émissions haute fréquence, le problème est beaucoup plus complexe. Tant qu'on amplifie peu, comme dans le cas de la réception sur antenne, on peut atténuer assez les bruits parasites pour recevoir malgré eux. Mais quand on amplifie beaucoup, comme dans le cas de la radiogoniométrie ou de la réception sur cadre, le trouble devient tel que toute réception est impossible. On a réussi, dans des cas particuliers, à le diminuer sensiblement. Mais on n'est

(1) On a pu utiliser à bord des détecteurs à galène solidement fixés, mais la lampe est plus stable.

jamais sûr à priori d'y réussir quand on fait une installation sur un avion nouveau.

C'est ainsi que sur quelques avions on a eu de bons résultats en entourant tous les conducteurs des circuits d'allumage du moteur d'une gaine métallique réunie à la masse tous les 25 cm environ, en plaçant la magnéto et les bougies à l'intérieur des carcasses métalliques. Mais sur d'autres avions, ces procédés se sont montrés absolument inefficaces.

La réception à bord peut se faire soit sur une antenne pendante ou

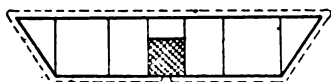


Fig. 16.

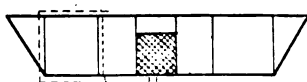


Fig. 17.

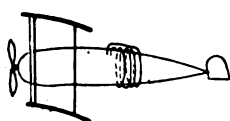


Fig. 18.

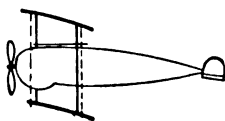


Fig. 19.

fixe, telles qu'elles ont été décrites précédemment, soit sur un cadre.

Le cadre peut être un cadre fixé à l'avion d'une manière invariable, ou un cadre orientable autour d'un axe vertical placé dans le plan axial de l'avion.

Les cadres fixes sont généralement attachés aux ailes de l'avion. Ils peuvent être enroulés perpendiculairement à l'axe de l'avion en faisant tout le tour des ailes (fig. 16) ou seulement d'une partie des ailes (fig. 17). Le deuxième dispositif présente l'inconvénient d'une longue connexion entre le cadre et les appareils, mais il éloigne le cadre du moteur et les troubles dus à l'allumage sont moindres qu'avec le premier. Quand on peut placer les appareils très en arrière dans le fuselage, on obtient avec le dispositif de la figure 18 les avantages de la figure 17 sans en avoir les inconvénients.

Enfin, les cadres fixes peuvent être enroulés, comme l'indique la figure 19, parallèlement à l'axe de l'avion. Les cadres mobiles doivent être placés à l'intérieur du fuselage. Ils ne peuvent donc être employés qu'à bord d'avions de dimensions assez grandes pour qu'un cadre d'au moins 0,60 de côté puisse être placé à l'intérieur.

Radiogoniométrie à bord. — La radiogoniométrie à bord des aéronefs présente les difficultés communes à tous les modes de réception à bord, qui viennent d'être signalées.

Une mesure radiogoniométrique peut se faire sur cadre fixe ou sur cadre mobile.

Dans le premier cas, le pilote fait tourner l'avion, et le radiotélégraphiste note la direction marquée par la boussole au moment où il observe l'extinction. Dans le second cas, le pilote maintient sa route de vol horizontale et rectiligne, et le radiotélégraphiste, au moment où il observe l'extinction, doit lire à la fois l'orientation du cadre et celle de la boussole. L'emploi du cadre fixe exige du pilote une manœuvre compliquée, au cours de laquelle l'observation de l'extinction est difficile. L'emploi du cadre mobile n'exige aucune manœuvre, mais il nécessite la lecture simultanée de deux graduations. On peut résoudre cette difficulté en assemblant les supports du cadre et de la boussole, de telle façon que leurs graduations se déplacent en face l'une de l'autre. Une seule lecture est alors nécessaire.

L'observation du minimum est rendue très difficile par les bruits extérieurs qu'on entend à bord, même quand on se sert d'un casque protecteur. En sorte qu'on ne peut guère faire de radiogoniométrie qu'à bord des avions où existe une cabine.

Pour éviter cette sujétion, on emploie quelquefois des méthodes autres que celle qui consiste à observer le minimum d'audition sur un cadre. Un premier procédé consiste à utiliser deux cadres perpendiculaires de dimensions égales. L'ensemble des deux cadres peut tourner autour d'un axe commun. Un inverseur permet d'écouter successivement sur l'un et l'autre.

Quand l'audition est la même sur les deux, le poste qu'on écoute est sur la bissectrice des deux cadres. On détermine sur quelle bissectrice en observant le maximum ou le minimum sur un des cadres.

Un meilleur procédé ⁽¹⁾ consiste à utiliser deux cadres perpendi-

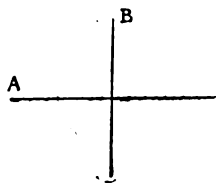


Fig. 20.

culaires ayant un axe commun, mais de dimensions très différentes. L'écoute se fait sur le plus petit cadre (B). Le plus grand cadre (A) (fig. 20) est mis en série avec le cadre B; un inverseur permet de chan-

(1) Indiqué par Robinson.

ger le sens des connexions de A avec B en sorte que le courant de A s'ajoute à celui de B ou s'en retranche suivant la position de l'inverseur.

Supposons B dans la direction de l'émetteur, A est dans la direction perpendiculaire. L'intensité dans B est maximum, dans A, elle est nulle; en sorte que l'audition est la même, quelle que soit la posi-

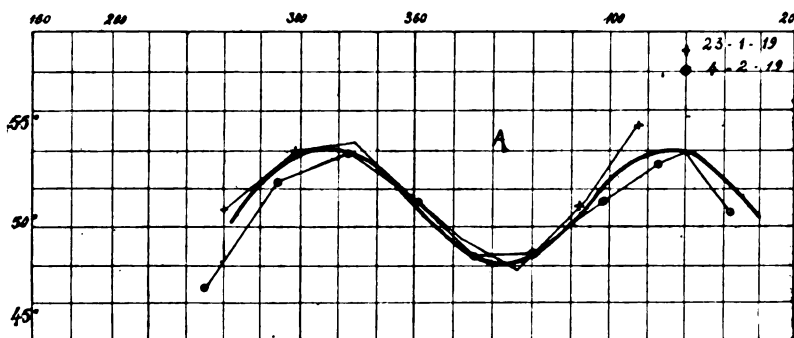


Fig. 21.

*Poldhu 5-3-19 +
4-2-190*

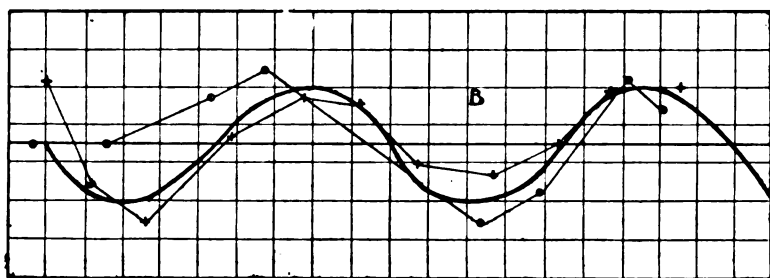


Fig. 21 bis.

tion de l'inverseur. Déplaçons légèrement l'ensemble des cadres. L'intensité dans B diminue un peu, l'intensité dans A n'est plus nulle, et comme A est beaucoup plus grand que B, l'intensité dans A acquiert vite une valeur appréciable par rapport à l'intensité dans B; or, la différence des intensités résultantes obtenues pour les deux positions de l'inverseur est le double de l'intensité dans A et l'oreille perçoit une différence d'audition quand on change la position de l'inverseur. On peut ainsi déterminer très exactement la position pour laquelle B est dans la direction de l'émetteur.

Mais quelle que soit la précision de la méthode radiogoniométrique

employée, d'autres erreurs s'ajoutent à celles dues à la radiogoniométrie elle-même :

La mesure doit, en effet, être rapportée à la direction du nord, qui est donnée par le compas.

Or, on n'a pu jusqu'à présent construire de compas qui permettent à bord des avions une précision supérieure à 2° dans les meilleures conditions. Une précision très grande des relèvements goniométriques serait donc inutile dans l'état actuel de la question. Cette précision est d'ailleurs moins grande à bord des avions qu'à terre.

D'abord, à cause des difficultés opératoires et des troubles signalés plus haut. Ensuite, parce que les masses métalliques de l'avion agissent de telle sorte qu'elles faussent les mesures. Si le cadre est fixe et symétrique par rapport à l'avion, cette influence disparaît. Si le cadre est fixe et n'est pas symétrique par rapport à l'avion, l'influence perturbatrice des masses métalliques est constante, on peut la mesurer une fois pour toutes.

Si le cadre est mobile, l'influence des masses métalliques de l'avion est variable avec l'orientation du cadre par rapport à l'axe de l'avion. On peut expérimentalement tracer la courbe d'erreur. Elle affecte une forme très voisine de celle de la courbe quadrantale (fig. 21). Les mesures faites par M. Armagnat ont montré que cette courbe était la même quand l'avion est en vol que quand il est au sol. Elle permet de faire sur chaque mesure les corrections nécessaires.

Radiogoniométrie à terre. — Quand on ne peut faire à bord des mesures radiogoniométriques, on peut émettre et faire faire à terre

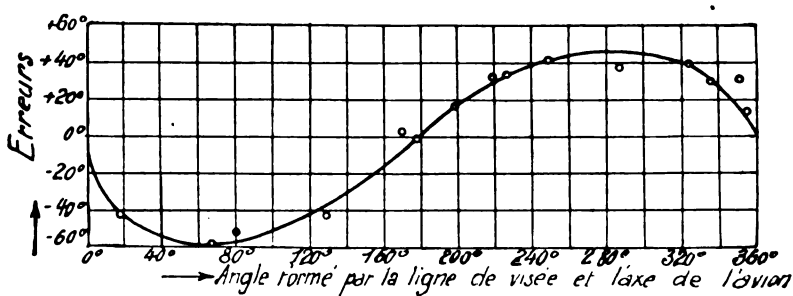


Fig. 22.

les mesures par des postes qui transmettent ensuite le résultat à l'avion.

Mais on risque ainsi de très grandes erreurs. On constate, en effet, qu'une émission d'avion faite sur antenne pendante est mesurée par

un radiogoniomètre à terre dans une direction qui dépend de l'orientation de l'avion par rapport au radiogoniomètre.

L'étude systématique de ce phénomène a été faite en Allemagne ⁽¹⁾. Les courbes des erreurs trouvées en fonction de l'angle de l'avion avec la direction du radiogoniomètre, ont l'allure de celle de la figure 22.

Elles ressemblent à des sinusoides dans lesquelles les minimum et maximum seraient déplacés vers 0° et 360°.

On a constaté que, à une distance donnée, ces minimum et maximum sont d'autant plus grands et décalés que l'avion est plus près.

Il semble donc que l'erreur maxima soit fonction de l'angle de site de l'avion vu du radiogoniomètre.

Ainsi, pour un avion volant à 2 500 m, et à 10 km, l'erreur maxima est de 40° environ. A la même altitude et à 17 km, elle n'est plus que de 20°.

Source d'énergie. — On peut employer comme source d'énergie électrique à bord des avions des accumulateurs ou des machines.

Les accumulateurs se comportent bien, à condition que les connexions entre les différents bacs soient soudées. Si elles sont vissées, les vibrations de l'avion arrivent souvent à les desserrer.

Les machines peuvent être commandées à l'aide d'une hélice utilisant la pression de l'air quand l'avion est en vol, ou par le moteur de l'avion.

La commande par hélice présente les inconvénients suivants :

1° Pour une hélice de pas déterminé, la vitesse de rotation dépend de la vitesse de l'avion, qui est variable;

2° La machine doit être montée à l'extérieur de la carlingue; il faut la placer sur l'aile, sur le train d'atterrissage, quelquefois même le long de la carlingue. Ces dispositions sont très difficiles à réaliser sur certains avions et exigent l'emploi de longues connexions entre la machine et les appareils de télégraphie sans fil;

3° Le rendement d'une hélice est très mauvais.

4° La présence de la machine à l'extérieur de la carlingue altère les qualités de vol de l'avion.

Les avantages de la commande par hélice sont sa simplicité et son bon fonctionnement.

Le plus grave de ses inconvénients (variation de vitesse) a été complètement supprimé par l'emploi des hélices à vitesse constante.

(1) Niemann, *Funkentelegraphie für Flugzeuge*.

Celle employée jusqu'ici est construite d'après le principe suivant :

L'hélice comporte une seule pale P (fig. 23). Elle est fixée à une tige B pouvant tourner autour de son axe à l'intérieur de l'arbre A qu'elle

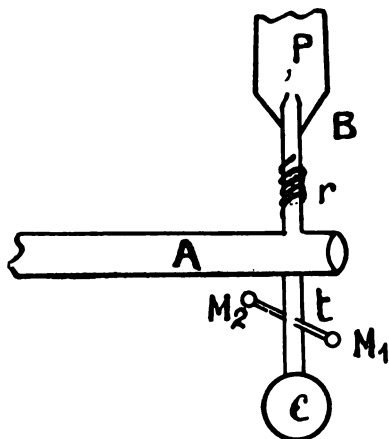


Fig. 23.

traverse. Quand la tige B tourne sur elle-même, le pas de l'hélice varie. Un ressort r tend à la rappeler en permanence contre une butée.

La tige B prolongée au delà de l'arbre A porte un contre-poids C . Deux masses M_1 et M_2 sont portées par une tige rigide t perpendiculaire à la tige B fixée à celle-ci et faisant un angle avec la direction de l'arbre A quand la tige B est maintenue contre sa butée.

Quand la pression de l'air agit sur la pale, l'arbre tourne, la force centrifuge tend à déplacer les masses M_1 et M_2 , le ressort r tend à ramener la tige B contre la butée, la pale tend à tourner autour de son axe sous l'influence de la pression de l'air. En sorte que trois couples agissent sur la tige B . Nous allons les étudier :

Les forces centrifuges agissant sur les masses M_1 et M_2 sont perpendiculaires à l'axe A , soient f_1 et f_2 . On peut les décomposer chacune en deux forces f'_1 , f''_1 , et f'_2 , f''_2 , dont l'une est parallèle à la tige B et l'autre perpendiculaire à l'arbre A (fig. 24).

La force centrifuge de la masse C , les forces f''_1 et f''_2 , sont telles qu'elles équilibrent la force centrifuge de la pale.

Le couple dû à la pression de l'air sur la pale, celui du ressort et le couple f'_1 et f'_2 sont en équilibre pour une certaine vitesse de rotation de l'arbre A . L'hélice est réglée de telle façon que cet équilibre ait lieu pour la vitesse de rotation normale de l'alternateur.

Si la pression de l'air augmente, la vitesse de rotation augmente, l'action de l'air sur la pale et le couple f'_1, f'_2 augmente. La pale est disposée de telle sorte que ces deux forces agissent dans le même sens; dès lors, le ressort ne peut plus leur faire équilibre et l'axe B tourne

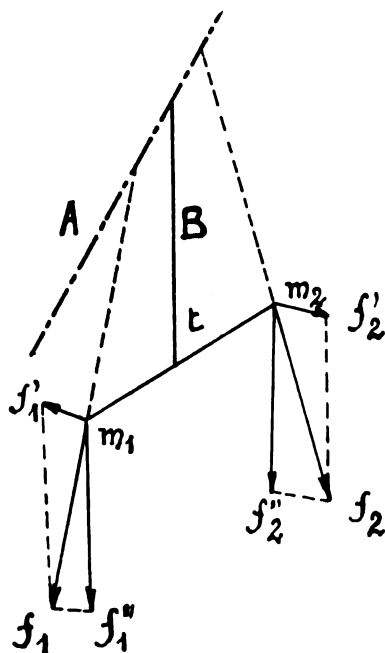


Fig. 24.

dans un sens tel que le pas de l'hélice augmente. La vitesse diminue et l'équilibre se rétablit pour la vitesse de rotation normale de l'alternateur.

Si la pression de l'air diminue, le phénomène inverse a lieu et la vitesse reste constante.

Il y a toutefois des limites au delà desquelles le réglage de la vitesse ne se fait plus automatiquement. Elles correspondent aux pas maximum et minimum que peut prendre l'hélice dans ses positions extrêmes.

Un autre système d'hélice plus simple et moins coûteux a été proposé. L'hélice, à deux pales, a un pas tel qu'avec la plus faible pression du vent auquel elle doit être soumise, elle tourne à la vitesse normale de l'alternateur, l'extrémité du moyeu de la poulie porte une pièce représentée par la figure 12 et tournant à l'intérieur d'un tambour fixe.

Tant que l'hélice tourne à sa vitesse normale ou à une vitesse inférieure, les ressorts r ne touchent pas au tambour (fig. 12).

Dès que la vitesse de rotation augmente, la force centrifuge tend à écarter leurs extrémités, qui viennent toucher le tambour t et freinent l'hélice. La vitesse diminue et redevient normale.

Ces hélices, essayées au laboratoire Eiffel, ont donné des vitesses constantes, mais elles n'ont pas été mises en service et on ne peut dire à priori quels résultats elles donneraient.

La commande par le moteur présente les inconvénients suivants :

1° La vitesse de la machine varie avec celle du moteur ;
2° Des à-coups brusques du moteur peuvent casser ou fausser l'arbre de la machine ;

3° La machine doit être placée derrière le moteur, et cet endroit est d'ordinaire peu accessible dans les avions.

On remédie au second de ces inconvénients par une commande élastique et l'interposition d'un dispositif d'embrayage entre le moteur et la machine.

On peut éviter les inconvénients dus aux variations de vitesse et à la difficulté d'accès de la machine de la manière suivante :

Une machine à courant continu commandée par le moteur cons-

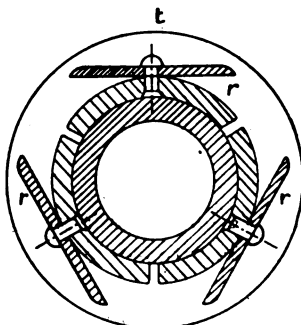


Fig. 25.

titue l'usine électrique de bord, elle sert au chauffage, à l'éclairage à bord et alimente les machines des appareils de télégraphie sans fil qui sont constituées par des groupes convertisseurs. Comme on construit actuellement des dynamos dont la force électromotrice reste constante pour des vitesses à rotation très différentes, on élimine ainsi l'influence fâcheuse des variations de vitesse du moteur. La génératrice continue n'a pas besoin de réglages particuliers comme les alternateurs de télégraphie sans fil, l'inconvénient de son accès difficile n'est donc pas grand.

On tombe toutefois là dans une nouvelle difficulté. La distribution

électrique de bord se fait sous 24 v. Pour de petites puissances, les convertisseurs qu'on peut faire sous cette tension pour alimenter la télégraphie sans fil sont d'un très mauvais rendement, c'est-à-dire lourds et encombrants. On a donc remplacé la génératrice unique de télégraphie sans fil par un moteur et une génératrice, ce qui augmente sensiblement le poids et augmente aussi les causes de pannes.

Pratiquement, la solution à adopter dépend du cas. Sur de petits avions, on aura toujours une génératrice commandée par moulinet. Quand le moteur est facilement accessible, que le poste de télégraphie sans fil est d'une nature telle qu'aucun réglage spécial n'est à faire sur la génératrice, on commandera la génératrice par le moteur. Enfin, sur de gros avions, on sera amené à utiliser un convertisseur alimenté par le courant du bord.

Montage des appareils à bord. — Le montage des appareils de télégraphie sans fil à bord des avions nécessite des précautions spéciales qui tiennent au danger d'incendie et aux vibrations de l'avion.

Pour éviter les dangers d'incendie, l'isolement de toutes les connexions haute tension doit être particulièrement soigné, surtout à leur passage près des parties métalliques de l'avion. Le voisinage des réservoirs à essence est à éviter autant que possible. Enfin, si l'éclateur est à l'intérieur de la carlingue, il doit être isolé dans un capot fermé, constitué en partie par de la toile métallique qui permette de voir l'étincelle.

Les vibrations de l'avion ont pour effet de desserrer tous les écrous, et même de casser des connexions rigides si elles sont faites en métal trop cassant. Pour éviter ces inconvénients, il convient de serrer très soigneusement tous les écrous, de les munir de contre-écrous, ou d'autres dispositifs de fixation, de souder toutes les connexions intérieures des appareils qui n'ont pas besoin d'être démontées.

Enfin, les règlements de navigation aérienne interdisent à bord l'emploi du verre.

On voit que, pour faire de la télégraphie sans fil à bord des avions, il ne suffit pas de prendre un poste qui fonctionne à terre et de le placer à bord. Toute une série de problèmes nouveaux se posent. On peut dire que ceux relatifs aux transmissions ont été à peu près complètement résolus pendant la guerre. L'œuvre du temps de paix, en cours de réalisation, sera surtout de faire de la télégraphie sans fil un moyen de navigation précieux. Elle permettra les voyages aériens par mauvais temps, guidera les pilotes au cours de leurs voyages, les amènera à leur terrain et les aidera à y atterrir.

P. FRANCK, *Commandant d'aéronautique.*

PRATIQUE DE LA SUPER-RÉACTION

par P. DAVID

La présente note n'a pas pour objet de revenir sur les principes généraux de la super-réaction, magistralement exposés par M. Armstrong lui-même dans le n° 11 de *l'Onde Électrique*; elle est simplement destinée à fournir quelques renseignements pratiques sur la mise en œuvre de ces principes, et, en particulier, sur le montage d'un récepteur pour l'onde de 450 m qu'émet depuis peu le poste de l'École Supérieure des P. T. T.

1) Cette onde se prête tout à fait bien au fonctionnement de la super-réaction; et rien n'est plus facile que de modifier légèrement le

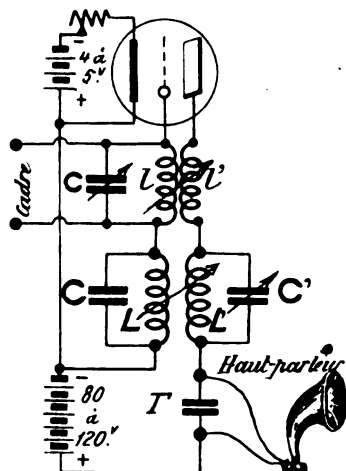


Fig. 1.

montage employé par M. Armstrong au cours de sa conférence, de manière à l'adapter pour 450 m. Toutefois, il nécessite deux lampes, et, dans Paris, on obtient souvent, même sur cadre, des résultats suffisants avec deux lampes, sans recourir à la complication inévitable de la super-réaction. Celle-ci serait donc surtout avantageuse avec une seule lampe; or, un tel montage a été décrit par M. Armstrong, et essayé avec succès par divers amateurs américains; il donne des résultats du même ordre, au moins à petite distance de l'émetteur, et ne semble pas plus difficile à manœuvrer. Son schéma est indiqué par la fig. 1; les valeurs numériques convenables sont les suivantes :

Cadre de 1 m, 16 tours.

Self I : 250 microhenrys (fond de panier, 2×28 spires).

Self L' : 1 200 microhenrys (fond de panier, 2×70 spires).

Self L : 150 à 200 millihenrys (1 500 tours, fil 3/10, diamètre moyen 5 cm).

Capacité c : variable, 0,5 ou 1 millièrme.

— C : fixe ou variable, 1 millièrme.

— C' : variable, 1 millièrme.

— Γ : fixe, 5 millièmes.

Le chauffage est normalement de 4,5 volts, mais peut descendre sans baisse notable du rendement jusqu'à 4 volts.

Il y a lieu de ne pas attacher à ces valeurs une importance excessive. Le poste peut fonctionner très bien avec des éléments assez différents; et, en revanche, deux postes, dont tous les éléments sont copiés l'un sur l'autre, se comportent parfois de façon différente.

Il y a donc lieu d'insister, non pas sur les détails de construction du système, mais plutôt sur la manière de le faire fonctionner.

2) Le fonctionnement du récepteur est probablement le suivant :

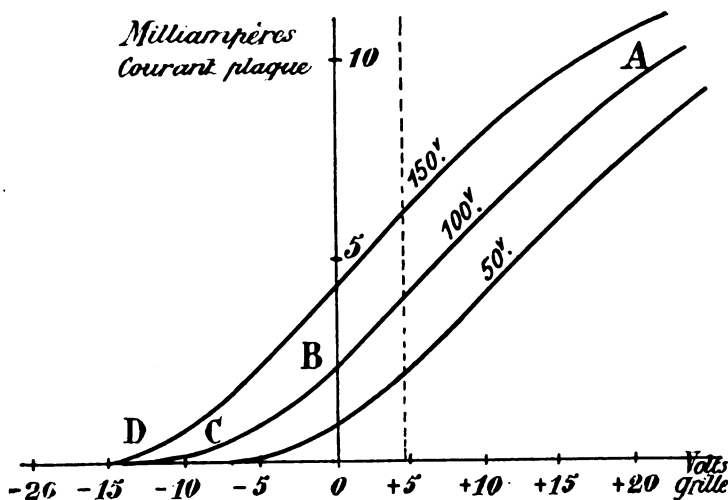


Fig. 2.

La lampe entretient dans le circuit L C , grâce à la bobine de réaction L' , des oscillations énergiques à fréquence 10000 environ ⁽¹⁾. Il en résulte des variations du potentiel-grille, de l'ordre d'une dizaine de volts au moins. Donc, sur les courbes caractéristiques du courant plaque en fonction du potentiel-grille (fig. 2), le point figuratif se

⁽¹⁾ Le condensateur C' ne sert pas à l'accord du circuit, mais joue simplement le rôle de shunt pour les oscillations haute fréquence.

trouve tantôt dans la partie rectiligne inclinée, AB, et tantôt dans la partie tout à fait aplatie CD de la caractéristique, en passant par la partie courbée BC. Dans les intervalles où le potentiel-grille est positif, le circuit oscillant $lc l'$, accordé sur 450 m, ne s'accroche pas spontanément ; mais vienne une onde qui le mette en vibration : son oscillation augmente alors rapidement, la lampe entretenant à la fois l'oscillation à 10 000 périodes et celle à 670 000 périodes. La courbe du potentiel-grille prend la forme indiquée dans la fig. 3.

Puis le potentiel-grille, s'abaissant toujours sous l'effet de l'oscillation à 10 000 périodes, le point représentatif passe dans la partie BC courbée ; à ce moment les variations de courant-plaque ne sont pas

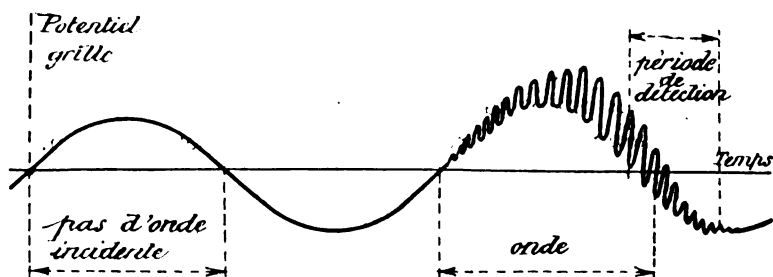


Fig. 3.

proportionnelles à celles de la tension-grille, et il y a détection. Puis le potentiel-grille continuant à baisser, l'oscillation à 670 000 périodes s'éteint. Tout recommence ensuite.

3) Ceci est très simple à concevoir, mais moins, sans doute, à réaliser. En effet, il n'est pas toujours facile d'obtenir le fonctionnement décrit, comportant dans une seule lampe :

La détection ;

L'entretien de 2 oscillations.

La réaction de l'une de ces oscillations sur l'autre, produisant ce qui est en somme la nouveauté, l'essentiel même de la super-réaction : un certain état spécial de sensibilité du système oscillant $lc l'$, tel qu'il n'oscille pas tout seul, mais qu'il accroche fortement sous l'effet de la plus petite impulsion. L'obtention de cet état est sans doute possible grâce à l'existence de « résistances passives », de sortes de « frottements », plus grands au repos qu'en mouvement, et qui empêchent l'amorçage des oscillations tout en les laissant s'amplifier, une fois qu'elles sont déclanchées. Ces frottements, dont la nature physique mériterait d'être étudiée, sont probablement la cause du fait suivant, facile à constater : dans un système ordinaire à réaction, si l'on

fait varier l'un des éléments — par exemple le couplage — de manière à produire des accrochages et décrochages successifs, la position pour laquelle le système accroche n'est pas tout à fait la même que celle pour laquelle il décroche. Il existe une certaine zone dans laquelle le système entretient son mouvement, mais ne l'acquiert pas en partant de l'immobilité. Le principe de la super-réaction est de placer périodiquement le système dans cette zone, tout près de l'accrochage spontané, et de manière que la plus légère impulsion suffise à le lancer. Périodiquement donc, le système, sous l'action des ondes incidentes, se met à osciller fortement, puis est arrêté, et ramené à l'état initial. Le fonctionnement est intermittent, l'onde est découpée en tranches.

Il est évident que pour recevoir la téléphonie, la fréquence de ces intermittences devra être supérieure aux fréquences usuelles de la parole; elle sera, par exemple, de l'ordre de 10000. En outre, pour que la téléphonie ne soit pas déformée, il sera indispensable que l'amplitude acquise par l'oscillation à chaque intermittence soit proportionnelle à l'amplitude de l'onde qui l'a amorcée; ou plutôt que l'énergie sortant du récepteur, à chaque $1/10000$ de seconde, soit proportionnelle à celle qui y est entrée.

D'où les deux phases du réglage :

a) Disposer le système oscillant de manière qu'il passe, 10000 fois par seconde, dans cet état spécial de sensibilité où la moindre impulsion le déclanchera.

b) Régler de manière que l'énergie qu'il fournit à chaque fois soit proportionnelle à l'énergie reçue. Ainsi la modulation gardera sa qualité.

4) Il n'est pas évident que tous les systèmes oscillants puissent être placés dans l'état de sensibilité en question, et il est probable qu'en tout cas, ils ne s'y placent pas tous également bien ni aussi aisément. Pour avoir de bons résultats, deux précautions sont à prendre :

a) La réaction entre le circuit-plaque et le circuit-grille doit être comprise entre certaines limites, et d'ailleurs, être plus forte que pour un montage à simple réaction. C'est pourquoi M. Armstrong a toujours prescrit de doubler le nombre de tours de la bobine placée dans le circuit-plaque.

b) Il est bon, et peut-être indispensable, au moins dans une certaine mesure, que la capacité c du circuit haute fréquence soit la plus petite possible. La raison en est probablement celle-ci : dans la plupart des montages habituels, ce qu'on utilise, c'est la différence de potentiel aux bornes des selfs, ou le courant dans les selfs; la capacité ne joue aucun rôle actif et n'est là que pour l'accord. En particulier,

dans le montage à super-réaction, nerveux, où chaque organe travaille au maximum, il est prudent de calculer les selfs pour que l'accord soit obtenu avec une très faible capacité.

Dans le cas où l'on voudrait une gamme d'ondes assez étendue, il serait donc bon d'employer un variomètre plutôt qu'un condensateur variable à grande capacité.

5) Un critérium très simple du fonctionnement est d'ailleurs constitué par un certain *bruit de friture* spécial, tout à fait caractéristique, et qui indique toujours que l'appareil est prêt à fonctionner. S'il est faible, la réaction n'est pas suffisante; s'il est fort, brutal, s'il se produit d'une façon irréversible, il faudra diminuer la bobine de réaction.

Lorsque le système reçoit une onde entretenue, non modulée, ce bruit disparaît entièrement. C'est ce qui permet d'en expliquer l'origine. En l'absence de l'émission à recevoir, le poste est soumis à toutes sortes de petites perturbations : irrégularités du courant des accumulateurs, de l'émission des électrons, vibrations mécaniques, parasites, émissions lointaines, etc., provoquant, chaque fois que le système est prêt à osciller, un commencement d'accrochage, se traduisant par un mouvement de la membrane du récepteur téléphonique. L'ensemble de ces mouvements produit un bruit confus. Mais s'il survient une onde entretenue régulière, elle provoque à chaque période une oscillation forte, et toujours la même. Donc la membrane du téléphone reçoit la même impulsion 10000 fois par seconde. C'est trop rapide, elle vibre très peu et ne rend aucun son. Par suite la réception d'une onde entretenue non modulée consiste en un silence absolu ⁽¹⁾. Il en résulte ce fait curieux, que si on écoute une entretenue manipulée, on entend du bruit dans l'intervalle des signaux, et rien pendant la durée des points et des traits. On entend donc une contre-manipulation. Inversement, si on écoute la contre-manipulation d'un arc à onde de compensation, on entend la véritable manipulation.

Lorsque l'onde que l'on reçoit est modulée, la membrane du téléphone reçoit, chaque 1/10000 de seconde, une impulsion, à peu près proportionnelle à l'énergie de l'onde incidente. D'où reproduction, plus ou moins parfaite, de la modulation.

6) Ceci dit, le réglage du poste est intuitif :

Les selfs étant ajustées pour que l'accrochage soit énergique et que l'accord soit obtenu avec une faible capacité.

⁽¹⁾ On peut cependant entendre des entretenues, en les faisant battre avec quelque harmonique de l'oscillation à 10000 périodes. Mais cela ne semble guère pratique.

1° Amorcer l'oscillation à 10 000 périodes par le jeu du couplage des selfs $L L'$.

2° Augmenter le couplage des selfs $l l'$ jusqu'à audition du *bruit de friture*.

3° Modifier le condensateur d'accord, en maintenant, par le jeu des couplages, le bruit caractéristique.

4° La réception obtenue, retoucher le réglage de manière à obtenir l'intensité et la netteté maxima, ou un compromis entre ces deux qualités.

7) Le réglage est d'autant plus facile que le signal est plus fort. Mais le résultat ne varie pas, sensiblement, quand le signal diminue, jusqu'à ce qu'il soit du même ordre que les petites perturbations causes du bruit caractéristique. A ce moment, il se perd dans le bruit, et la réception tombe brusquement. La portée est donc limitée par cette valeur, mais, en deçà, la réception reste possible en haut-parleur. Cette manière de voir est justifiée par le fait qu'avec le montage décrit ci-dessus, on peut, à Paris, déconnecter le cadre, tout en continuant à recevoir aussi fort; il est donc probable qu'avec le cadre on pourrait s'éloigner sensiblement.

Il faut aussi remarquer qu'un montage dans lequel une seule lampe remplit à la fois trois fonctions différentes, est certainement moins sensible qu'un autre dans lequel trois lampes rempliraient séparément les trois rôles. Pour la réception des signaux faibles, on trouvera avantageux de prendre une lampe à réaction, une lampe « modulatrice » entretenant l'oscillation à 10 000 périodes, et une lampe purement détectrice. On obtient ainsi, dans certains cas, des résultats supérieurs à ceux que donnerait le montage habituel avec deux lampes basse-fréquence.

Pour la réception à grande distance, on pourrait aussi recevoir sur antenne, en couplant par induction l'antenne avec la self l du circuit haute-fréquence. Mais il est à craindre que l'antenne ne rayonne d'une manière excessive, surtout pendant le cours du réglage. On pourrait atténuer cet inconvénient en employant le montage Reinartz à antenne désaccordée; ceci a, paraît-il, donné de bons résultats à quelques amateurs américains.

8) Un grand nombre de modifications de détail ont été proposées dans diverses publications techniques, à partir des montages indiqués par M. Armstrong. Il est intéressant de les passer en revue.

On peut d'abord mettre le cadre en série avec la self l , ou bien le coupler par induction avec elle. Mais cela ne paraît pas bien avantageux, car le montage de la self en parallèle permet d'employer un

cadre de plus grande self, c'est-à-dire se rapprochant du type courant. Il n'y aurait intérêt à mettre la self en série que si l'on disposait d'un cadre à très petit nombre de tours (3 ou 4 au plus).

On peut aussi accorder le circuit oscillant avec un variomètre au lieu de condensateur. Ceci est à recommander, vu le rôle nuisible de la capacité.

On peut ajouter dans le circuit de grille un condensateur shunté pour améliorer la détection. Dans le montage à une lampe, cela n'est guère pratique, car il faudrait donner au condensateur une capacité suffisante pour laisser passer facilement les oscillations à 10000 périodes. Mais cela pourrait donner de bons résultats dans un montage à plusieurs lampes.

Dans le même but, on peut employer un potentiomètre; l'amélioration paraît incertaine en pratique.

L'Onde Électrique de janvier contenait la description d'un montage à une seule lampe, dû à M. Fromy; ce montage, tout à fait analogue à celui décrit dans la présente note, présente l'inconvénient que le téléphone est shunté par une capacité assez faible, ce qui gêne l'oscillation à fréquence 10000, et oblige à employer des tensions plaque plus élevées. La présence aux bornes du téléphone, d'une capacité de 5 millièmes par exemple, semble améliorer le fonctionnement.

9) Enfin, un journal technique a récemment conseillé, sur la suggestion d'un amateur, deux procédés assez discutables : il recommande de régler les postes à super-réaction en écoutant des émissions *amorties*, et, d'autre part, il indique que l'on peut recevoir les entretenues par emploi d'une hétérodyne séparée. Ces deux méthodes semblent sujettes à caution. D'abord, il est absolument évident, d'après la théorie de la super-réaction, que les ondes amorties sont très peu amplifiées, et ce fait a été constaté expérimentalement par tous ceux qui ont pratiqué ce mode de réception. Il n'est donc pas avantageux d'essayer un appareil précisément sur les ondes qu'il amplifie le moins.

D'autre part, employer une hétérodyne, c'est produire dans le voisinage du récepteur, une émission entretenue, de longueur d'onde très voisine de celle sur laquelle ce récepteur est accordé; d'autant plus voisine, relativement, que l'onde est plus courte. La f. e. m. induite par cette émission locale est généralement bien supérieure à celle que produit l'émission lointaine que l'on cherche à recevoir. Ceci est sans inconvénient avec un récepteur ordinaire, mais désastreux pour un poste à super-réaction. En effet, cette émission locale suffit à faire osciller violemment le poste à chaque intermittence, ce qui le rend

insensible à toutes les autres ondes. Il semble donc que cette méthode nécessite des précautions spéciales, et, dans la pratique, on constate toujours que la mise en marche d'une hétérodyne à proximité d'un récepteur à super-réaction, le paralyse radicalement.

Pour recevoir la télégraphie en entretenues, il est bien préférable de modifier le montage habituel, en diminuant la fréquence des intermittences de manière que l'onde soit découpée, non plus 10 000, mais 2 000 ou 1 000 fois par seconde. On l'entend alors parfaitement, et l'amplification est augmentée, puisque le rapport de la fréquence de l'onde à celle de la modulation locale est augmenté. Pour exécuter pratiquement cette modification, il suffit d'introduire un faisceau de fils de fer dans les selfs L L'. A condition de s'en tenir à une note de réception élevée, le résultat est excellent, et le réglage est beaucoup facilité par le fait que la qualité de modulation n'intervient plus.

Ce montage serait très intéressant à essayer en vue des prochains essais transatlantiques.

10) D'ailleurs, bien d'autres choses mériteraient d'être approfondies. Il faudrait établir une forme optima de montage, un modèle *standard*, facilement accessible aux amateurs. Il faudrait ensuite déterminer ce dont il est capable, au point de vue portée, dans les circonstances diverses de la pratique. Cela serait long, et nécessiterait de nombreux et patients tâtonnements pour lesquels le concours des expérimentateurs bénévoles est indispensable. En particulier les « Amis de la T. S. F. » et les lecteurs de *l'Onde Électrique* sont tout désignés pour apporter leur contribution à cette entreprise. S'ils veulent nous faire part des résultats qu'ils auront obtenus et des améliorations que leur ingéniosité leur aura suggérées, nul doute que *l'Onde* ne soit bientôt en mesure de publier une foule d'études beaucoup plus complètes et plus intéressantes que celle-ci.

P. DAVID,
Ingénieur à l'E. C. M. R.

COMMUNICATIONS TRANSATLANTIQUES SUR ONDES COURTES ⁽¹⁾

par Léon DELOY

Au cours des essais d'inter-communication avec les amateurs américains que nous avons faits pendant les deux derniers mois, nous avons été amené à faire quelques remarques qu'il n'est peut-être pas inutile de signaler, ne serait-ce que pour savoir si d'autres expérimentateurs ont observé des résultats analogues ou contradictoires.

Les principaux faits sont les suivants :

Deux jours avant le commencement des essais transatlantiques, le 10 décembre, 1ARY était reçu ici très fort (lisible à environ cinq mètres des écouteurs sur deux lampes) de 0442 à 0508. Son réglage fut noté avec précision, et pendant les dix jours des essais nous le cherchâmes soigneusement chaque fois que le premier District transmettait. Ces recherches furent *toujours vaines* à une exception près : le 18 décembre à 0117 1ARY était perçu faiblement. Pourtant 1ARY fut reçu plusieurs fois par d'autres postes d'écoute européens pendant la même période.

La veille des essais, le 11 décembre, nous recevions très bien 1BDI de 0522 à 0552. Le réglage fut également noté, mais ce poste ne fut *jamais* entendu pendant les essais, bien que souvent la réception d'autres stations soit excellente. Depuis la fin des essais, nous avons souvent entendu 1BDI et avons pu prendre la plus grande partie de ce qu'il nous a transmis certains jours. Le fait le plus curieux est que 20D (M. E. J. Simmonds de Bucks, Angleterre) nous signale avoir eu une excellente réception de 1BDI presque tous les jours pendant les essais. D'autre part, lorsque 20D écoute les Américains en même temps que nous, il semble que les instants où il les entend le mieux ne coïncident généralement pas avec les nôtres.

8AQO a été reçu par 20D et par nous presque chaque jour pendant les essais, mais une comparaison de nos procès-verbaux de réception montre que presque jamais nous ne l'avons entendu simultanément.

1XM, 1BEP, 2BQH, 2FP et d'autres, que nous n'avions jamais entendus pendant les essais, ont été reçus parfaitement depuis lors. 1XM, en particulier, a pu nous signaler le 11 mars à 0547 que la réception de nos signaux avait été douteuse ce jour-là, réalisant ainsi la

(1) Communication reçue le 8 mars 1923.

première communication transatlantique bilatérale entre postes d'amateurs.

Dans la direction est-ouest, les résultats sont analogues :

Le 30 décembre, nos signaux sont reçus pendant une heure entière par M. Ch. Service à Hartford, Connecticut ; aucun autre poste ne signalant notre réception.

Le 31 janvier 1CDO (Bath, Maine) nous entend pendant que nous appelons 1CKP à 0425, mais 1CKP ne nous entend pas.

Le 1^{er} février, 3UN (Baltimore, Maryland) nous entend appeler 1CKP à 0431, mais 1CKP ne nous entend pas.

Le 3 février, 1CKP (Hartford, Connecticut) nous reçoit de 0300 à 0330 et de 0400 à 0430 et reçoit la note que nous lui passons, mais personne d'autre ne nous entend, bien que de nombreux postes soient sur écoute.

Que faut-il conclure des faits ci-dessus ? Ces faits sont évidemment encore beaucoup trop peu nombreux pour que des conclusions certaines puissent en être tirées, mais ne semble-t-il pas qu'en général la réception des signaux d'un poste transatlantique ne soit bonne que *successivement* en des points différents du continent opposé ? En d'autres termes, on peut, je crois, se représenter les phénomènes qui se produisent de la façon suivante :

Imaginons qu'il faille, pour que la communication soit possible entre un poste émetteur et un poste récepteur situé sur le continent opposé, qu'un fil métallique les réunisse. Tout semble se passer comme si un certain nombre de fils de cette nature réunissaient de façon plus ou moins permanente les deux côtes de l'Atlantique, ces fils ayant leurs extrémités sans cesse en mouvement à la surface des continents sur lesquels elles reposent. A un moment donné un fil se trouve, par exemple, établir la communication entre Boston et Londres pendant qu'un second réunit New-York à Paris ; les signaux de Boston sont alors perceptibles à Londres et ceux de New-York à Paris, tandis que Nice ne reçoit rien. L'instant d'après, le fil qui réunissait Boston à Londres peut se trouver le réunir à Nice et celui de New-York à Paris établir la communication entre New-York et Londres, Paris est alors dans la zone de silence, etc., etc.

Les « fils » imaginés ci-dessus correspondent sans doute à des sortes de « canaux » formant des lacets sans cesse changeants à travers l'atmosphère et le long desquels se réfléchissent ou se réfractent les ondes courtes. Mais tout ceci ne peut être établi avec quelque certitude que par de très nombreuses expériences du même genre. Ne pourrait-on, dans ce but, faire transmettre simultanément pendant

plusieurs heures consécutives quelques postes américains situés en des points différents des Etats-Unis et les écouter en Europe dans des postes éloignés les uns des autres en notant avec précision l'heure des changements d'intensité de réception? On arriverait probablement à constater que chacun des postes américains est reçu fortement *successivement* par les différents postes d'écoute. Ne pourrait-on aussi faire transmettre deux postes américains aussi voisins que possible, simultanément sur des ondes différentes, afin de voir si l'intensité de réception des deux ondes varie en même temps ou non, ce qui permettrait de supposer que ces ondes nous parviennent ou non par les mêmes « canaux »?

Nous croyons aussi qu'il serait très intéressant de noter les conditions météorologiques locales chaque fois que l'on essaie de transmettre ou de recevoir des ondes courtes à travers l'Atlantique. Il nous semble jusqu'à présent que nos meilleures réceptions ont eu lieu par des pressions barométriques basses. D'autres amateurs ont-ils fait des remarques analogues ou opposées?

Ce n'est que par un très grand nombre d'expériences que l'on arrivera à solutionner les mystères qui entourent la propagation des ondes courtes à grande distance, souhaitons que nombreux soient les chercheurs qui s'attacheront à ce problème passionnant.

LÉON DELOY.



TABLE DONNANT LA LONGUEUR D'ONDE D'UN CIRCUIT OSCILLANT

Un circuit oscillant de self L et de capacité C possède une longueur d'onde λ que l'on calcule par la formule bien connue de Thomson $\lambda = 2\pi V \sqrt{LC}$. (V , vitesse de la lumière).

Zenneck, dans son *Précis de télégraphie sans fil*, a publié une table à double entrée, donnant λ pour un certain nombre de valeurs de L et de C . Elle ne dispense pas d'un calcul, et le choix peu heureux du cm comme unité de self, unité beaucoup trop petite pour la pratique courante, rend la table d'usage incommode.

Voici les deux exemples donnés par Zenneck pour montrer la manière dont on peut se servir de sa table :

1. — $C = 11 \cdot 10^{-3} \text{ M.F}$ $L = 800 \text{ EM CGS}$

$$\lambda = 6\pi \sqrt{800 \times 11 \cdot 10^{-18}} \cdot 10^8 = 6\pi \sqrt{8000 \times 1,1 \cdot 10^{-18}} \cdot 10^8 = 177 \text{ m.}$$

2. — $C = 0,45 \text{ M.F}$ $L = 700 \text{ CGS}$

$$\lambda = 6\pi \sqrt{7000 \times 450,10^{-18}} = 10 \times 6\pi \sqrt{7000 \times 4,5 \cdot 10^{-18}} \cdot 10^8 = 3345 \text{ m.}$$

Quant au problème inverse, c'est-à-dire connaissant λ et l'une des quantités L ou C , déterminer l'autre, la table de Zenneck ne permet guère de le résoudre.

Ces deux problèmes sont résolus facilement au moyen de la table que l'on trouvera reproduite ci-après. Le résultat est obtenu, à vue, avec une précision très suffisante pour la pratique actuelle, précision qui peut être poussée plus loin en interpolant à la manière habituelle.

La table est à simple entrée et a pour argument le produit LC . En exprimant λ en mètres, L en millihenrys et C en millimicrofarads, la formule de Thomson devient $\lambda = 600\pi \sqrt{LC}$. Les valeurs de l'argument sont inscrites dans la première colonne de 0,10 à 0,99. La deuxième colonne donne le λ correspondant. Une troisième colonne donne le λ correspondant à l'argument multiplié par dix, c'est-à-dire aux produits LC de 1,0 à 9,9. C'est, en somme, une table de 0,10 à 9,9 et la disposition adoptée a uniquement pour but de gagner de la place. Je n'ai pas trouvé d'inconvénient à l'usage et aucune ambiguïté n'est à craindre.

LC entrant dans la formule par sa racine carrée, pour un nombre cent fois plus grand ou plus petit que l'argument N de la table (ou que $10N$), il suffit pour avoir λ de multiplier ou diviser par 10 le

nombre donné par la table, ce qui revient à déplacer d'un rang la virgule. Pour un produit LC dix mille fois plus grand ou plus petit, on déplacerait la virgule de deux rangs.

Par exemple :

LC = 0,27	$\lambda = 979 \text{ m } 5$	(2 ^e colonne)
Si LC = 27	$\lambda = 9795 \text{ m}$	—
Si LC = 0,0027	$\lambda = 98 \text{ m}$	—
LC = 2,7	$\lambda = 3097 \text{ m } 3$	(3 ^e colonne)
Si LC = 270	$\lambda = 30973 \text{ m}$	—
Si LC = 0,027	$\lambda = 310 \text{ m}$	—
Si LC = 0,00027	$\lambda = 31 \text{ m}$	—

Appliquons cette table aux deux exemples de Zenneck. Je rappelle que nos unités sont le millihenry et le millimicrofarad :

1. — C = 11 L = 0,0008 LC = 0,0088, c'est-à-dire 0,88 divisé par 100. La table en face de 0,88 donne 1768 m 3 que nous divisons par 10 d'où $\lambda = 176 \text{ m } 8$.
2. — C = 450 L = 0,007 LC = 3,15. A 3,1 correspond dans la table (3^e colonne) $\lambda = 3318 \text{ m } 8$ et à 3,2 $\lambda = 3371 \text{ m } 9$. La différence de ces λ est d'environ 50 dont la moitié est 25. En ajoutant 25 à 3318 on obtient la longueur d'onde cherchée 3343 m.

Si on veut une précision plus grande souvent un peu illusoire dans les conditions actuelles de la technique, mais qui pourra être utile demain, il suffit d'interpoler plus exactement :

Différence tabulaire

$$3371,9 - 3318,8 = 53,1 \quad 53,1 \times 0,5 = 26,6 \quad 3318,8 + 26,6 = 3345 \text{ m } 4$$

(Le calcul direct par la formule de Thomson donne 3345 m 5).

Le problème inverse se résoud tout aussi facilement.

Pour connaître les éléments d'un circuit de longueur d'onde de 2600 m, il suffit de chercher dans la table 2600 m où un nombre s'en approchant, ici 2598 m 2 qui correspond au produit LC = 1,9. Si l'une des quantités L ou C est donnée, une simple division déterminera l'autre. Sinon, prendre arbitrairement L et C, pourvu que leur produit = 1,9. Ne pas oublier, cependant, la condition connue $R^2 < \frac{4L}{C}$ sans laquelle le circuit ne serait plus oscillant.

Radiola 1565 m : on trouve dans la table pour 1565 m 8
LC = 0.69.

LY 23450 m : on trouve LC = 1,5 pour 2308 m 6, par conséquent
LC = 150 pour 23086 m LC = 160 donnerait 23843 m.

Différence tabulaire

$$23\,843 - 23\,086 = 757.$$

En divisant $23\,450 - 23\,086 = 364$ par 75,7, on obtient 4,8 à ajouter à 150. Le produit LC cherché est donc 154,8. La valeur calculée par la formule de Thomson est 154,77.

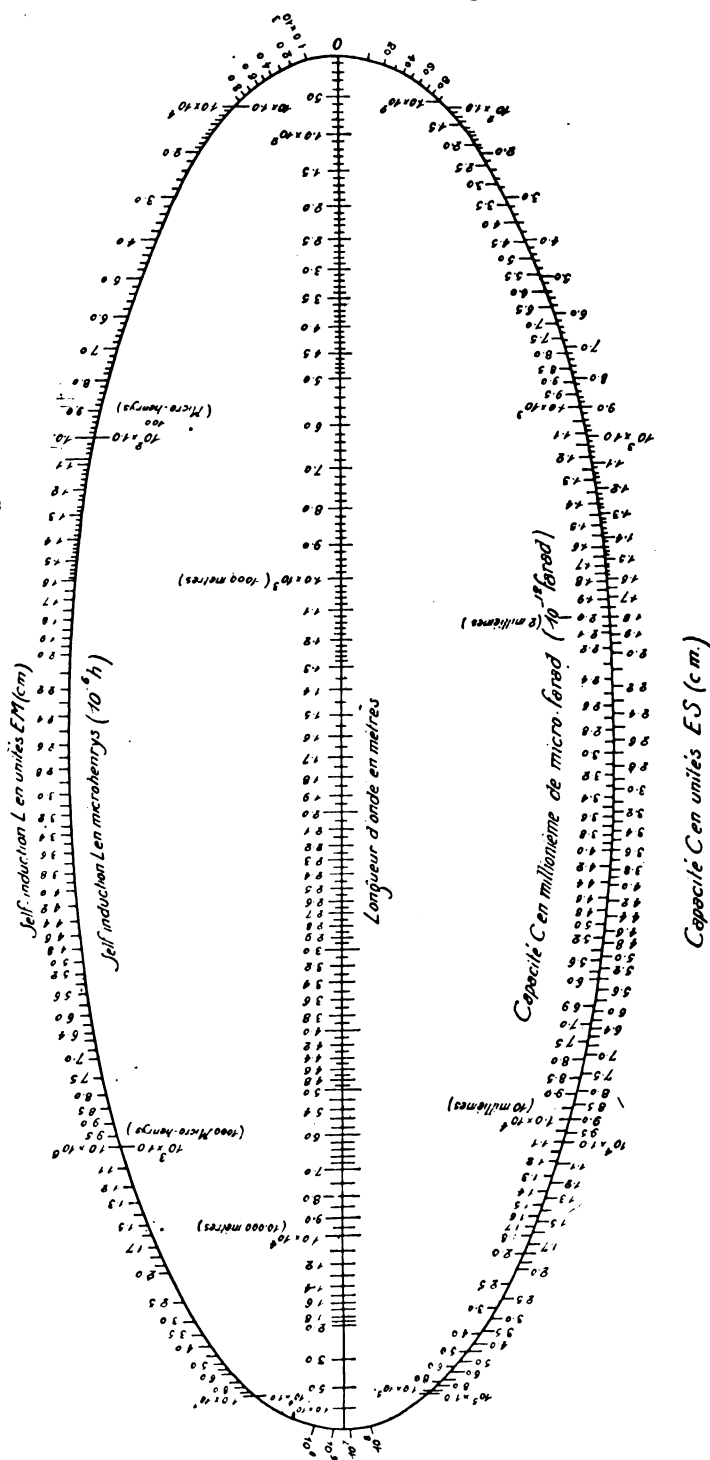
Longueur d'onde d'un circuit en fonction du produit de la self en millihenrys par la capacité en millimicrofarads.

N	Longueur d'onde correspondant		N	Longueur d'onde correspondant		N	Longueur d'onde correspondant	
	à N	à 10 N		à N	à 10 N		à N	à 10 N
	m	m		m	m		m	m
0,10	596,1	1 885,0	0,40	1 192,2	3 769,9	0,70	1 577,1	4 987,1
11	625,2	1 977,0	41	1 207,0	3 816,7	71	1 588,3	5 022,6
12	653,0	2 064,8	42	1 221,6	3 863,0	72	1 599,4	5 057,9
13	679,6	2 149,2	43	1 236,0	3 908,7	73	1 610,5	5 092,9
14	705,3	2 230,3	44	1 250,3	3 953,9	74	1 621,5	5 127,6
15	730,0	2 308,6	45	1 264,5	3 998,6	75	1 632,4	5 162,2
16	754,0	2 384,3	46	1 278,5	4 042,8	76	1 643,3	5 196,5
17	777,2	2 457,7	47	1 292,3	4 086,5	77	1 654,0	5 230,5
18	790,7	2 528,9	48	1 305,9	4 129,7	78	1 664,7	5 264,4
19	821,6	2 598,2	49	1 319,5	4 172,5	79	1 675,4	5 298,0
0,20	843,0	2 665,7	0,50	1 332,9	4 214,9	0,80	1 686,0	5 331,5
21	863,8	2 731,6	51	1 346,2	4 256,8	81	1 696,5	5 364,7
22	884,1	2 795,8	52	1 359,3	4 298,4	82	1 706,9	5 397,7
23	904,0	2 858,7	53	1 372,3	4 339,5	83	1 717,3	5 430,5
24	923,4	2 920,2	54	1 385,2	4 380,2	84	1 727,6	5 463,1
25	942,5	2 980,4	55	1 397,9	4 420,6	85	1 737,8	5 495,5
26	961,1	3 039,4	56	1 410,6	4 460,6	86	1 748,0	5 527,8
27	979,5	3 097,3	57	1 423,1	4 500,3	87	1 758,2	5 559,8
28	997,4	3 154,1	58	1 435,5	4 539,5	88	1 768,3	5 591,7
29	1 015,1	3 210,0	59	1 447,9	4 578,5	89	1 778,3	5 623,4
0,30	1 032,4	3 264,8	0,60	1 460,1	4 617,2	0,90	1 788,2	5 654,9
31	1 049,5	3 318,8	61	1 472,2	4 655,5	91	1 798,1	5 686,2
32	1 066,3	3 371,9	62	1 484,2	4 693,5	92	1 808,0	5 717,4
33	1 082,8	3 424,2	63	1 496,1	4 731,2	93	1 817,8	5 748,3
34	1 099,1	3 475,7	64	1 508,0	4 768,6	94	1 827,5	5 779,2
35	1 115,2	3 526,4	65	1 519,7	4 805,7	95	1 837,2	5 809,8
36	1 131,0	3 576,5	66	1 531,3	4 842,5	96	1 846,9	5 840,3
37	1 146,6	3 625,8	67	1 542,9	4 879,1	97	1 856,5	5 870,7
38	1 162,0	3 674,5	68	1 554,4	4 915,4	98	1 866,0	5 900,8
39	1 177,2	3 722,5	69	1 565,8	4 951,4	99	1 875,5	5 930,9

LÉON HOYER.

ABaque POUR LE CALCUL RAPIDE DES LONGUEURS D'ONDE, DES SELFS ET DES CAPACITÉS

d'après la formule de Thomson ($\lambda = 1884 \sqrt{L_{\mu h} \times C_{\mu f}}$)



EMPLOI

Placer une règle sur deux des valeurs choisies, la troisième est lue immédiatement au point de rencontre de la règle avec la partie de la courbe de la valeur à chercher.

Exemple : Une longueur d'onde de 1000 mètres avec une capacité de 2 millièmes de microfarad donnera une self lue sur l'abaque de 140 microhenrys.

CLASSEMENT ET ATTRIBUTION DES PRIX DU CONCOURS TRANSATLANTIQUE 1922 ⁽¹⁾

Les essais transatlantiques constituaient en même temps un concours, que la générosité de nos constructeurs avait doté de nombreux prix.

En raison du peu de préparation des amateurs français à l'emploi des petites longueurs d'onde, ce n'est pas sans quelque scepticisme que le Comité avait exprimé le souhait de pouvoir distribuer tous ces prix à de nombreux lauréats.

Les résultats ont dépassé de loin les espérances les plus optimistes. En le constatant, le Comité est heureux de féliciter les amateurs qui les ont obtenus non seulement par la qualité des appareils qu'ils avaient su construire, mais aussi, pour beaucoup d'entre eux, au prix de veilles pendant la plus grande partie de vingt nuits consécutives, alors que des occupations professionnelles, scolaires ou autres ne leur permettaient pas toujours de prendre du repos pendant la journée.

Par l'attribution qu'il a faite des prix, le Comité a voulu récompenser, à la fois sous toutes ses formes, le mérite des diverses stations qui ont su réunir le plus grand nombre de facteurs de succès. Il félicite, en particulier, M. Léon Deloy pour les excellents résultats de sa transmission. Le soin avec lequel il a monté et mis au point son poste lui a valu l'honneur d'être le premier amateur français entendu en Amérique, et de permettre à la France de figurer plus qu'honorablement dans ces essais à côté de la Grande-Bretagne.

De vives félicitations sont dues également à la station qui arrive en tête du classement de réception et à l'écoute de laquelle ont pris part, avec MM. G. Perroux et Pierre Louis, MM. Bataille, Germond et Messe. Son organisation était véritablement modèle : excellente antenne, spécialement établie pour les essais transatlantiques ; dispositif de réception appartenant à l'un des deux types qui, au cours des essais, ont donné les meilleurs résultats ; opérateurs dont le nombre a permis une écoute permanente, à deux, pendant toute la durée des essais et dont la compétence particulière, l'habileté opératoire et l'habitude de la lecture au son ont pu tirer un rendement excellent des appareils.

Dans son classement, le Comité a tenu un compte spécial de la réception des mots de code, non seulement parce qu'il y avait plus de mérite à les recevoir, mais aussi parce qu'ils permettaient seuls l'identification absolument certaine des postes entendus. Il a attribué le coefficient 5 aux postes reçus avec mot de code, et le coefficient 4 à ceux effectuant des transmissions individuelles, à des heures non connues des stations de réception, mais dont le mot de code n'a pu être reçu. Pour l'attribution des prix, le Comité a, de plus, tenu compte, dans la mesure du possible, des préférences

⁽¹⁾ Communiqué par le Comité français des Essais Transatlantiques, délégué des trois sociétés françaises de télégraphie sans fil, 97, rue Royale, Versailles.

exprimées par les lauréats, plutôt que de la valeur commerciale des appareils, qui d'ailleurs, pour beaucoup d'entre eux, ne lui était pas exactement connue.

Le classement des stations et l'attribution des prix ont, dans ces conditions, donné les résultats suivants, en désignant par S le nombre de postes américains reçus sans mots de code, par A ceux reçus avec leur mot de code, et par H ceux reçus à l'heure exacte de leur transmission individuelle, mais sans leur mot de code.

I. — Transmission.

Seul classé : M. LÉON DELOY, entendu en Amérique « régulièrement pendant une heure », avec son mot de code. Prix attribués : Un chronomètre, offert par le *Petit Parisien* ; un récepteur Reinartz, offert par les *Établissements Georg-Montastier-Rouge* ; un condensateur F. V. à deux séries d'armatures fixes et mobiles, capacité 1/1000 pour l'armature principale, offert par la *Précision électrique* ; une batterie d'accumulateurs, 4 volts, 100 ampères-heures, offerte par la *Compagnie française des Accumulateurs « Phoenix »* ; une batterie d'accumulateurs, 40 volts, 3 ampères-heures, offerte par la *Société des Accumulateurs électriques* (Anciens Établissements Alfred Dinin) ; 300 francs de marchandises, offertes par la maison *Brunet et Cie*.

II. — Réception.

MM. G. PERROUX et Pierre LOUIS (1 HF à résonance, détectrice à réaction, 3 BF) : $54 S + 23 A + 1 H = 78$ postes, 173 points. Prix attribués : Une batterie d'accumulateurs, 4 volts, 60 ampères-heures, offerte par la *Société pour le Travail électrique des Métaux* ; un microphone d'émission à manche avec cordon, offert par la *Société des Téléphones Ericsson* ; deux casques serre-tête à deux écouteurs de 2000 ohms, offerts par la *Société des Téléphones Ericsson* ; une batterie d'accumulateurs, 40 volts, 2,5 ampères-heures, offerte par la *Société pour le Travail électrique des Métaux* ; une batterie d'accumulateurs, 40 volts, 3 ampères-heures, offerte par la *Société des Accumulateurs électriques* (Anciens Établissements Alfred Dinin).

M. R. BURLET (1 HF à résonance, détectrice à réaction, 1 ou 2 BF) : $37 S + 11 A = 48$ postes, 92 points. Prix attribués : Un chargeur d'accumulateurs sur secteur alternatif, modèle T. S. F. pour batteries de chauffage et de tension de plaque, offert par M. Alfred Soulier ; six lampes de réception, offertes par la Société *La Radiotechnique*.

M. P. CONTANT (superhétérodyne, 5 HF à résistances, 3 BF, puis seulement 1 BF, hétérodyne séparé) : $83 S = 83$ postes, 83 points. Prix attribués : 200 francs de marchandises, offertes par la maison *Brunet et Cie* ; dix lampes de réception, offertes par la *Compagnie des Lampes*.

M. Marius THOUVAIS (détectrice autodyne, 1 BF) : $37 S + 4 A = 41$ postes, 57 points. Prix attribués : un haut-parleur « Amplor », offert par la maison A. Chabot ; un casque serre-tête à deux écouteurs de 2000 ohms, offert par la *Société des Téléphones Ericsson* ; six lampes de réception offertes par *La Radiotechnique*, 50 francs de marchandises, offertes par la maison *Pierre Renié*.

M. Jean BRÉGI (récepteur Reinartz, 2 HF à transformateurs sans fer, détectrice à réaction, 2 BF) : 37 S = 37 postes, 37 points. Prix attribués : une batterie de piles Féry n° 00 de 40 volts, pour tension de plaque, offerte par les *Établissements Gaiffe-Gallot et Pilon*; cinq lampes de réception, offertes par la *Compagnie des Lampes*.

M. Paul GERMOND (Récepteur Reinartz, détectrice à réaction, 2 BF) : 19 S + 3 A = 22 postes, 34 points. Prix attribués : un casque serre-tête à deux écouteurs de 2 000 ohms, offert par la *Société des Téléphones Ericsson*; un condensateur variable à air « subdiviseur », capacité 1,5/1000 offert par la maison *H. Gravillon*; trois lampes de réception, offertes par *La Radiotechnique*.

M. Léon DELOY (Récepteur américain Tuska, détectrice à réaction, 1 BF supprimée ensuite) : 9 S + 2 A + 2 H = 13 postes, 27 points. Prix attribués : un condensateur variable Georg-Montastier-Rouge de 1/1000, avec sa courbe d'étalonnage, offert par la maison *E. Bosdecher*; quatre lampes de réception offertes par la *Compagnie des Lampes*.

M. E. SASSI (détectrice à réaction, 3 BF; puis 1 HF à transformateur sans fer, détectrice, 3 BF) : 2 S + 5 A = 7 postes, 27 points. Prix attribués : un ampèremètre calorique, diamètre 6 cm de cadran, pour courant d'antenne, offert par la maison *Chaurin et Arnoux*; un microphone d'émission à manche avec cordon, offert par la *Société des Téléphones Ericsson*; trois lampes de réception, offertes par *La Radiotechnique*.

M. J. BECQUEREL (détectrice, 2 BF, hétérodyne séparé) : 24 S = 24 postes, 24 points. Prix attribués : un condensateur variable à air, capacité 2/1000, offert par la maison *Maurice Monnier*, trois lampes de réception, offertes par la *Compagnie des Lampes*.

M. J. AMIOT (4 HF à transformateurs sans fer et à primaire accordé, détectrice) : 14 S = 14 postes, 14 points. Prix attribués : un casque serre-tête à deux écouteurs de 2000 ohms, offert par la *Société des Téléphones Ericsson*; deux lampes de réception, offertes par la *Compagnie des Lampes*.

M. BARRELLIER (1 HF à résonance, détectrice, 2 BF) : 14 S = 14 postes, 14 points. Prix attribués : un microphone d'émission à manche avec cordon, offert par la *Société des Téléphones Ericsson*; une batterie de piles « Rechargeable » de 60 éléments, 80-90 volts, offerte par la maison *R. Letellier*.

M. Louis SANTOU (détectrice à réaction, 2 BF, puis seulement 1 BF) : 3 S + 2 A = 5 postes, 13 points. Prix attribués : un casque à deux récepteurs de 2000 ohms; offert par la *Société Industrielle d'Instruments de Précision*; trois lampes de réception, offertes par *La Radiotechnique*.

MM. LARDRY (2 HF à résonance, détectrice à réaction, 2 ou 3 BF) : 6 S + 1 A = 7 postes, 11 points. Prix attribués : trois batteries T. S. F. L. 30, offertes par les *Établissements E. Meyer « Hydra »*, trois lampes de réception, offertes par *La Radiotechnique*.

M. P. TAVENAU (récepteur Reinartz, détectrice à réaction, 4 BF) : 9 S = 9 postes, 9 points. Prix attribués : un microphone d'émission à manche, avec cordon, offert par la *Société des Téléphones Ericsson*; deux lampes de réception, offertes par la *Compagnie des Lampes*.

M. Marcel COZE (1 HF à résonance, détectrice à réaction, 2 BF) : 8 S = 8 postes, 8 points. Prix attribués : un microphone d'émission à

manche avec cordon, offert par la *Société des Téléphones Ericsson*; deux lampes de réception, offertes par la *Compagnie des Lampes*.

M. A. JOUFFRAY (détectrice à réaction, 2 BF) : 6 S = 6 postes, 6 points. Prix attribués : un condensateur à air, capacité 1/1000, offert par la maison *H. Bouchet et E. Aubignat*; deux lampes de réception, offertes par *La Radiotechnique*.

M. Jean BOUCHARD (récepteur Reinartz, détectrice à réaction, 3 BF) : 5 S = 5 postes, 5 points. Prix attribués : un casque à deux récepteurs de 2000 ohms, avec cordon, offert par la *Société anonyme française pour la fabrication d'Appareils téléphoniques*; deux lampes de réception, offertes par *La Radiotechnique*.

M. Roger DUPONT (1 HF à résonance, détectrice, 2 BF) : 1 A = 1 poste, 5 points. Prix attribués : un casque serre-tête à deux écouteurs de 2000 ohms, offert par la *Société des Téléphones Ericsson*; deux lampes de réception, offertes par *La Radiotechnique*.

M. J. MAURICE (2 HF à résonance, détectrice à réaction, 1 BF, hétérodyne séparé) : 1 A = 1 poste, 5 points. Prix attribués : un microphone d'émission à manche, avec cordon, offert par la *Société des Téléphones Ericsson*; deux lampes de réception, offertes par *La Radiotechnique*.

M. André FAUCHER (2 HF à résonance, détectrice à réaction, 1 BF) : 3 S = 3 postes, 3 points. Prix attribués : un condensateur variable à air, capacité 1/1000, offert par la maison *Maurice Monnier*; deux lampes de réception, offertes par la *Compagnie des Lampes*.

M. P. BESSON (1 HF à résonance, détectrice à réaction, 3 BF) : 1 S = 1 poste, 1 point. Prix attribués : deux lampes de réception, offertes par la *Compagnie des Lampes*.

M. Pierre BOURGENOT (détectrice à galène, 2 BF) : 1 S = 1 poste, 1 point. Prix attribués : deux lampes de réception, offertes par la *Compagnie des Lampes*.

M. A. CLAYEUX (1 HF à résonance, 2 HF à transformateur sans fer, détectrice à galène, 1 BF) : 1 S = 1 poste, 1 point. Prix attribué : un haut parleur modèle D, offert par la maison *G. Plantagenet*.

M. Pierre FONTENEAU (1 HF à résonance, détectrice à réaction, 2 BF) : 1 S = 1 poste, 1 point. Prix attribués : deux lampes de réception, offertes par *La Radiotechnique*.

M. Joseph ROUSSEL (2 HF à résonance, détectrice à réaction, 2 ou 3 BF) : 1 S = 1 poste, 1 point. Prix attribué : un microphone d'émission à manche, avec cordon, offert par la *Société des Téléphones Ericsson*.

Un prix spécial est attribué à M. A. VASSEUR, radiotélégraphiste à bord du vapeur français *Janus*, qui a reçu l'émission de M. Léon Deloy, sur la côte américaine, le 26 et le 28 décembre (le nombre total d'amateurs américains ayant reçu des émissions d'amateurs européens étant seulement de vingt).

M. A. VASSEUR (détectrice à réaction, 2 BF). Prix attribué : un poste n° 6, ou un amplificateur n° 3 et un amplificateur n° 5, offerts par le *Comptoir général de T. S. F.*

Non classés : MM. Delaunay, Plottard et Vagné, 6 S + 1 A = 7 postes, 11 points) qui n'ont pas communiqué au Comité les renseignements demandés au sujet de leur station.

A titre exceptionnel, le Comité a décidé d'attribuer également des prix aux deux amateurs suisses qui se sont joints aux amateurs français, en raison surtout des excellents résultats obtenus par l'un d'eux.

M. R. LUTHI (Antenne Beverage, superhétérodyne, 6 HF à résistances, hétérodyne séparé) : 63 S + 12 A = 75 postes, 123 points. Prix attribués : un ampèremètre calorique, diamètre 6 cm de cadran pour courant d'antenne ; un milliampèremètre aperiodique de précision pour courant continu, diamètre 55 mm, gradué de 0 à 5 milliampères ; un voltmètre aperiodique de précision pour courant continu, diamètre 55 mm, à deux sensibilités, 6 et 120 volts, pour vérification des batteries, offerts par la maison *Chaurin et Arnoux* ; dix lampes de réception, offertes par la *Compagnie des Lampes* ; une batterie d'accumulateurs de 4 volts, 43 ampères-heures, offerte par la *Société pour le Travail électrique des Métaux*.

M. Marcel ROESGEN (détectrice à réaction, 1 ou 2 BF) : 1 S = 1 poste, 1 point. Prix attribué : deux lampes de réception, offertes par *La Radio-technique*.

Le Comité remercie très vivement de leur générosité les constructeurs qui ont contribué au grand succès des essais transatlantiques en offrant de nombreux prix. En raison de leur grand nombre et de leur valeur souvent élevée, certains de ces prix n'ont pas été attribués. Le Comité espère que les donateurs voudront bien lui en laisser la disposition pour de prochains concours.

Les détails des montages employés par chaque station au cours des essais transatlantiques seront communiqués aux diverses revues de télégraphie sans fil avec les photographies, schémas et données numériques fournies par chaque station.

Pour les principes généraux appliqués dans l'émission et la réception des ondes de petite longueur, nous renvoyons à la brochure : *Les Ondes courtes*, par M. Clavier.

Pour le Comité, le Président :

D^r Pierre CORRET.

ANALYSES ET BIBLIOGRAPHIE (*)

ÉMISSION

Transmission radio-téléphonique en duplex; BAKER (W. R. G.) et BYRNES (I. F.) *G. E. R.* 25 (1922) pp. 477-483. — Exposé descriptif des expériences qui ont eu lieu entre le paquebot *America* et la côte américaine. Des conversations ont été échangées dans les meilleures conditions entre les passagers et des observateurs de New-York et Washington, par l'intermédiaire de stations radio-télégraphiques côtières; le navire était à une distance maxima de la côte de 1 600 milles la nuit et 400 à 500 milles le jour. L'énergie dans l'antenne était d'environ 750 watts, et les longueurs d'onde utilisées de 375 mètres pour l'émission et 425 mètres pour la réception. L'émission nécessitait une tension continue de 10.000 volts qui était fournie par deux kénotrons. Description sommaire des appareils et du montage. — F. WOLFERS.

Un procédé de manipulation et de modulation en haute fréquence utilisant la saturation magnétique du fer; PUNGS L. *Electrotechnische Zeitschrift*, n° 4, 25 janvier 1923, pp. 78 à 81. — Description très intéressante d'un procédé magnétique permettant de faire varier notablement le courant de haute fréquence dans l'antenne en agissant simplement sur un courant continu auxiliaire qui crée un champ permanent destiné à saturer le fer d'une self en série avec le générateur d'ondes.

Si l'on sature le fer, la self se comporte comme une simple bobine dans l'air : les pertes sont extrêmement faibles et la réactance est bien définie. (Elle correspond à une perméabilité très voisine de 1.) On peut donc obtenir

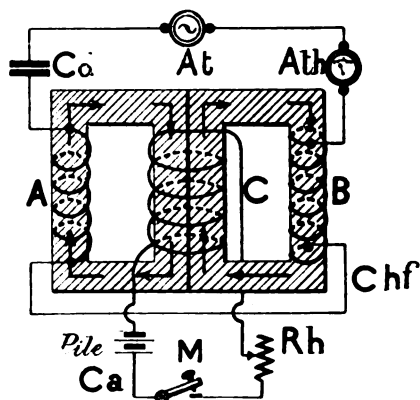


Fig. 1.

- At Alternateur.
- Ath Ampèremètre thermique.
- Ca Circuit auxiliaire ou de contrôle.
- Cd Capacité d'accord.
- Chf Circuit de haute fréquence.
- Rh Rhéostat.
- M Manipulateur.

nir une résonance précise avec un condensateur convenable en série. Ce réglage est celui qui existe pendant l'émission. Entre les signaux le courant continu auxiliaire s'annule ou est très affaibli : la réactance et la résistance due aux pertes (Hystérésis et Courants de Foucault) augmentent notablement et l'intensité du courant de haute fréquence est extrêmement réduite parce que le circuit est franche-

(*) L'analyse des revues concernant la radiotélégraphie est assurée par les soins de MM. BERGERON, capitaine au centre radiotélégraphique de la Tour Eiffel (analyses signées Be); BION, capitaine de corvette (analyses signées Bi); CLAVIER, ingénieur à l'établissement central du matériel de la Radiotélégraphie militaire (analyses signées C.); JOUAUST, ingénieur électricien, professeur à la section de radiotélégraphie de l'Ecole supérieure d'Electricité (analyses signées J.); MESSY, professeur d'hydrographie (analyses signées My); METZ, capitaine à l'établissement central de la Radiotélégraphie militaire (analyses signées Mz); commandant PÉRIER, de l'artillerie coloniale (analyses signées Pr); PLASTOL, ingénieur E. S. E. (analyses signées Pl); RIVET, ingénieur E. S. E. (analyses signées R.) Ces analyses sont classées par rubrique suivant le sujet auquel elles se rapportent.

ment désaccordé et que sa résistance s'est considérablement accrue.

Une difficulté se présentait : il fallait que l'enroulement du circuit auxiliaire ne fût pas le siège d'une f. é. m. induite de haute fréquence pour éviter les pertes d'énergie et les difficultés

schmidt on la place dans l'un des circuits oscillants, par exemple à l'entrée du doubleur de fréquence, ce qui a l'avantage, en réduisant beaucoup le courant entre les signaux, de supprimer plus complètement le courant d'antenne, car la dissymétrie magnétique

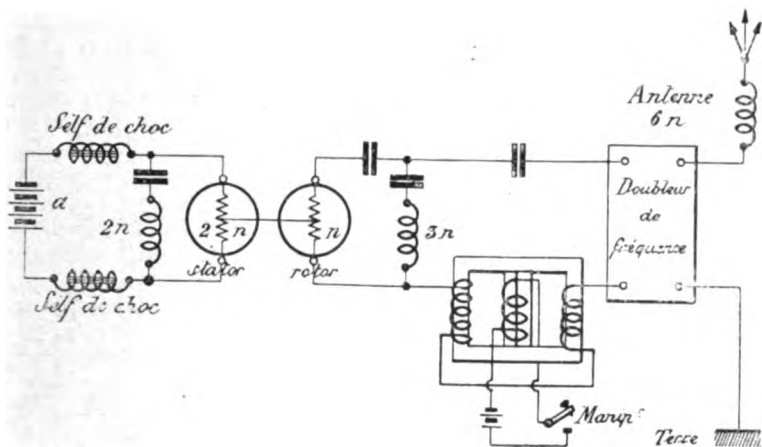


Fig. 2.

d'isolement. Pour cela on utilise deux circuits A et B pour la haute fréquence, opposant leurs flux égaux dans le circuit de contrôle C. On remarquera que l'avantage de ce schéma est que la symétrie des deux demi-périodes n'est pas altérée par la saturation.

L'enroulement C peut être constitué par un très grand nombre de tours, ce qui permet de commander de puissantes émissions au moyen d'un faible courant de contrôle, ce qui est indispensable en radiotéléphonie.

Pour l'émission par lampes le problème ne se posait pas, la modulation sur la grille demandant peu d'énergie, par contre le procédé est précieux pour l'émission par alternateurs — soit dans l'émission directe dans l'antenne (Alexanderson) — soit dans l'émission avec multiplication de fréquence après les résonances nécessaires (Goldschmidt), soit par arc Poulsen.

Dans le premier cas, la self à noyau de fer est intercalée directement dans l'antenne.

Dans le cas de l'alternateur Gold-

constituant le principe des doubleurs statiques disparaît pour les courants alternatifs faibles.

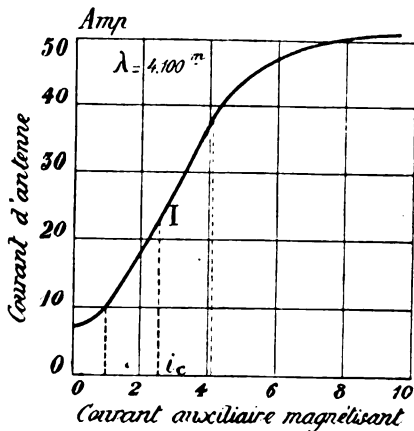


Fig. 3.

Pour la radiotéléphonie on peut moduler le courant d'antenne en alimentant la self à noyau de fer par un courant microphonique. Pour les fréquences musicales, la relation entre le

courant d'antenne et le courant microphonique est une courbe — constituant la caractéristique — qu'on peut déterminer statiquement en faisant varier le courant magnétisant. Elle a la forme indiquée dans la fig. 3, avec un point d'inflexion I au voisinage duquel la caractéristique est presque rectiligne.

Pour transmettre la parole sans distorsion, il est indispensable de travailler autour du point I. Evidemment le rendement est moins bon que dans la télégraphie, car les pertes dans le fer ne peuvent plus être rendues négligeables par une extrême saturation. La fig. 4 représente le schéma du montage qui permet de travailler avec un courant moyen bien défini, indépendamment de la résistance des microphones ayant la valeur i_c qui correspond au point d'inflexion.

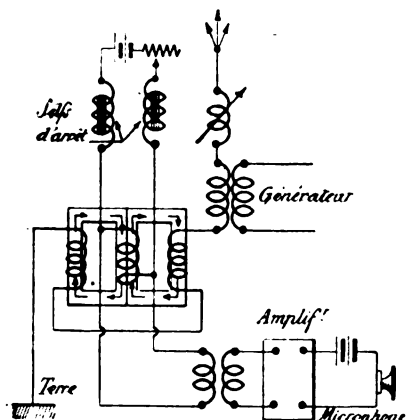


Fig. 4.

On pourra remarquer que le principe de ces appareils de contrôle magnétique de l'émission est exactement celui des doubleurs de fréquence statiques. Comme dans ceux-ci l'enroulement magnétisant auxiliaire est le siège d'une force électromotrice de fréquence double, mais elle ne gêne pas parce que, pendant l'émission, le fer est tellement saturé que le phénomène est insensible, et au repos la

self de l'enroulement auxiliaire est assez grande pour rendre très petite l'intensité qui peut prendre ainsi naissance.

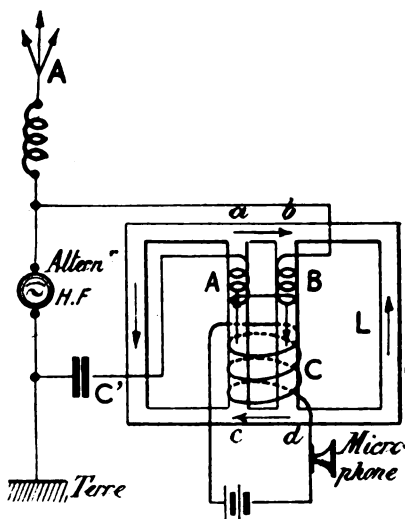


Fig. 5.

Une réalisation brevetée par Alexander en 1916 est représentée dans le schéma d'un poste de téléphonie (fig. 5).

On remarque qu'elle utilise le principe décrit plus haut : le flux résultant dans le circuit magnétisant est nul, mais les parties ab et cd, qui sont traversées par le flux de haute fréquence, ne sont pas saturées. De plus l'enroulement C devient nécessairement très volumineux.

A signaler la disposition en parallèle sur le générateur alimentant l'antenne. Entre les signaux la self de contrôle L est accordée au moyen du condensateur C, elle court-circuite ainsi l'alternateur. En la désaccordant par la saturation des noyaux, on permet à la tension aux bornes de la machine de se relever et d'alimenter l'antenne A. L'inconvénient évident de ce montage est le court-circuit permanent aux bornes d'alternateurs qui sont souvent de 200 kilowatts. — DUBOIS-RAYMOND.

LAMPES

Un nouveau modèle de triode à grande puissance; W. WILSON. *Electrical Communication*, août 1922, t. I, pp. 15-21. — Dans cet article, l'auteur décrit les différentes tentatives faites par la Western Electric Company pour la réalisation des lampes de grande puissance (1).

La construction de ces lampes a été rendue possible par la découverte faite par M. Houskeeper d'un procédé permettant de souder un métal dans le verre, de telle façon que le scellement puisse résister sans accident à la variation de température correspondant au passage de l'air liquide à 350° C.

Cette découverte est basée sur la remarque suivante :

Si un ruban de cuivre est scellé à l'intérieur d'une pièce de verre, la



a



b

Fig. 1.

fêlure se produit non pas au point où le verre est en contact avec les faces planes du ruban, mais aux angles. (a — fig. 1).

Si on supprime ces angles en donnant au ruban la section représentée en b figure 1, la résistance à la fêlure est beaucoup plus grande.

D'une façon générale, pour souder un cylindre métallique avec un tube de verre, il faut faire en sorte que le verre ne soit pas en contact avec les angles vifs du tube.

C'est sur ce principe qu'est basé dans les lampes de la Western Elec-

tric Company, la soudure de l'anode constituée par un cylindre de cuivre avec le tube de verre dans lequel pénétrèrent les conducteurs amenant le courant au filament et à la grille.



Fig. 2.

La figure 2 représente une lampe de 10 kilowatts.

L'anode est un cylindre de cuivre, fermé à une extrémité, ayant environ 23 cm de long et 5 cm de diamètre.

Le filament a environ 50 cm de long et 0,060 cm de diamètre. Il est supporté par deux tiges de molybdène. La grille est un fil de molybdène enroulé en hélice et est supportée par la tige de molybdène.

La puissance nécessaire au chauffage du filament est de 0,75 kilowatts.

Aux essais, cette lampe a fourni une puissance oscillante de 12 kilowatts pour une longueur d'onde de 500 mètres.

Lorsque l'anode est convenablement refroidie par un courant d'eau, elle peut dépenser sans inconvénient 26 kilowatts.

La Western Electric Company a construit également une lampe de 1000 kilowatts.

L'anode a 34 cm de long et environ 9 cm de diamètre.

Le filament a 160 cm de longueur et 0,15 cm de diamètre.

(1) Dans une autre analyse, nous avons décrit les lampes construites par la General Electric Company.

Le courant de chauffage est de 91 ampères, la puissance dépensée pour le chauffage est de 6 kilowatts.

La grille est constituée par un fil de molybdène enroulé en hélice sur trois bâtons de molybdène.

La construction de la lampe nécessite certaines précautions.

Le poids de la grille et du filament sont, en effet, capables de faire craquer les scellements. — J.

MESURES

Application des pyromètres aux mesures en haute fréquence ;

L. JOUAUST, *Compte rendus*. — A maintes reprises, les procédés calorimétriques ont été employés pour les mesures en H F, mais ces procédés sont longs et d'un emploi délicat qui ne permet pas de les utiliser dans la pratique courante de la télégraphie sans fil.

Les pyromètres, appareils transportables et précisément étudiés en vue d'applications industrielles, permettent, au contraire, d'exécuter rapidement, avec une précision suffisante, un certain nombre des mesures nécessaires aux installations radiotélégraphiques.

On peut en donner comme exemple deux applications ainsi réalisées :

1° *L'étalonnement des ampèremètres en H F*. — L'ampèremètre à étalonner est placé dans un circuit parcouru par du courant de H F en série avec une lampe dont le filament est tel que la répartition du courant soit indépendante de la fréquence. Pratiquement, on utilisait une lampe de projecteur dont le filament de faible résistance ohmique pouvait supporter une douzaine d'ampères.

Un télescope de Féry était braqué sur la lampe. On notait la déviation d'un microampèremètre relié au pyromètre et, en même temps, les indications de l'ampèremètre soumis à l'étalonnement. Immédiatement, par le jeu d'un basculeur, on substituait au courant de H F circulant dans la lampe un courant continu dont on réglait

l'intensité de façon à ramener à la même déviation le microampèremètre du pyromètre.

La valeur du courant continu produisant ce résultat était égale à la valeur efficace du courant de H F dans la première partie de l'expérience. Ce procédé, qui semble comporter une précision de l'ordre de 2 pour 100, est susceptible, moyennant quelques modifications dans le mode opératoire, de se prêter à la mesure d'intensités très élevées.

2° *Mesure dans les conditions de fonctionnement de la résistance du circuit oscillant d'un poste générateur à lampes*. — Le télescope est braqué sur la plaque de la lampe alimentant le poste. On note : l'intensité I de l'ampèremètre, préalablement étalonné, du circuit oscillant, la différence de potentiel filament plaque E et l'intensité i du courant continu débité par la source haute tension alimentant la plaque. Soit x la résistance cherchée. La puissance dégradée à l'état de chaleur sur la plaque est

$$W = E i - x I^2$$

Supprimant le circuit oscillant et maintenant la même tension entre le filament et la plaque, on applique une différence de potentiel entre grille et filament et on règle de façon à obtenir la même indication au télescope. Soit i_1 l'intensité débitée dans ce cas par la source haute tension, la puissance $E i_1$ est tout entière dégradée sur la plaque. Donc

$$W = E i_1$$

L'élimination de W entre ces deux équations permet de calculer x .

Les expériences entreprises pour vérifier la précision de cette méthode ont montré qu'elle comportait une exactitude très suffisante pour les besoins de la pratique.

DIVERS

Un nouvel amplificateur des sons ; L. GAUMONT, *Compte rendus*. — Parmi les divers problèmes que

comporte la mise au point de « projections parlantes », se trouve celui de l'amplification des sons, provenant d'un phonographe ou de tout autre appareil phonétique, avec une intensité suffisante pour qu'ils soient aisément entendus de tous les points d'une très grande salle.

Successivement ont été essayées des méthodes utilisant les propriétés des flammes, de l'air comprimé, des courants électriques.

Les sons sont, en général, déformés parce que la masse des parties vibrantes, qui servent à reproduire et à transmettre le son, est trop considérable.

Un ingénieur spécialiste, M. Guérillot, ayant imaginé récemment un dispositif électrique nouveau, on a pu créer, avec son concours et avec celui de M. Aschel, un appareil pratique qui résout le problème d'une manière complète, c'est-à-dire qui permet d'amplifier la voix jusqu'à des limites insoupçonnées jusqu'à maintenant, et cela sans déformation importante des sons.

Dans ce dispositif, la partie vibrante est constituée par un cône de soie fine, d'un angle de 90° environ, sur lequel est enroulé en spirale, de la base au sommet, en une ou plusieurs couches jointives, un fil conducteur très fin, de préférence de faible densité, en aluminium par exemple. Ce cône est placé dans l'entrefer d'un aimant ou électro-aimant, les pôles épousant exactement la forme du cône. Un collier circulaire fixe la base du cône sur l'un des pôles.

Des courants téléphoniques étant envoyés dans l'enroulement conique, celui-ci se met en vibration sous l'influence du champ magnétique et, ne possédant pas pratiquement de période propre, n'apporte aucune perturbation à la reproduction des sons qui ont engendré ces courants téléphoniques. Pour que les vibrations communiquées par le cône à l'air contenu dans l'entrefer puissent se transmettre à l'extérieur, le pourtour de l'entrefer a été obturé et des artifices ont été ménagés dans l'un des pôles pour mettre en communication l'air de l'entrefer avec

l'extérieur. Ces orifices aboutissent à la naissance d'un pavillon du genre des porte-voix.

Au moyen d'un dispositif de ce genre, comportant un cône de 55 mm de diamètre pesant 1 gr environ, il est possible de faire percevoir aisément une phrase quelconque à toute une salle très vaste, sans qu'aucune syllabe soit perdue pour l'un quelconque des auditeurs. Au moyen de tels appareils associés à des amplificateurs à triodes convenablement établis, il sera également possible de transmettre des ordres soit dans une salle des machines en dominant tous les bruits, soit en plein air pour des manœuvres de navires à l'entrée et à la sortie des ports, soit pour donner des avis dans les gares. Dans les réunions publiques, les discours pourront être entendus par tous malgré l'obstruction bruyante des conversations et des cris. On a pu réaliser également un modèle plus réduit pour servir de haut-parleur dans les conversations téléphoniques courantes et pour faire entendre les émissions de radiotéléphonie à plusieurs personnes à la fois, dans une pièce d'appartement.

Un autre modèle encore est à l'étude pour être utilisé dans la vie courante par les sourds.

Voici, par exemple, les caractéristiques d'un appareil pouvant être entendu à 50 m environ, sans faire usage d'amplificateurs à triodes :

Excitation de l'électro-aimant :
Résistance totale 500 ohms, alimentation à 110 volts.

Membrane : Résistance 380 ω environ. Poids : 8 dg.

Microphone transmetteur : Composé de deux microphones du commerce, absorbant chacun 0,25 ampères sous 6 volts.

Le même appareil avec une membrane de 650 ω , alimenté par un amplificateur à triode à un étage, absorbant 300 watts, permet une bonne audition à 300 m.

Sur un procédé rapide de détermination des éléments du magnétisme terrestre ; A. PEROT. Compte

rendus, 13 novembre 1922. — La note décrit un appareil destiné à la détermination rapide des éléments magnétiques en un lieu : déclinaison, inclinaison, force totale ; cet appareil repose sur l'existence de courants d'induction dans une bobine mise en rotation dans le champ terrestre, et sur l'annulation de ces courants par la production, dans la région où tourne la bobine, d'un champ magnétique convenable, opposé au champ terrestre, et dû à 2 bobines rectangulaires.

L'instrument comprend une bobine fermée sur elle-même dont la section droite est un rectangle allongé, elle est enroulée sur un cylindre, les conducteurs étant parallèles aux génératrices et répartis suivant la loi sinusoidale ; la vitesse à laquelle elle peut tourner autour de l'axe du cylindre atteint 200 tours par seconde, elle est en porte à faux et se centre d'elle-même dès que la vitesse est suffisante. Le système d'entraînement se compose d'un train de poulies dont la multiplication est environ 220 ; quand cette bobine tourne dans le champ terrestre, elle est parcourue par un courant alternatif, la fréquence étant égale au nombre de tours.

Une bobine C enroulée sur un cylindre concentrique, extérieur à celui qui supporte la bobine mobile, est fixée dans un azimut quelconque ; entre les extrémités de cette bobine fixe, par réaction de la bobine tournante, prend naissance une force électromotrice de fréquence double de celle du courant de la bobine mobile, ainsi que l'a montré M. Maurice Leblanc (réaction d'induit des alternateurs). Cette bobine est connectée à un amplificateur 3 ter de la T M ; le son obtenu dans le téléphone quand la bobine centrale tourne est assourdissant.

La compensation du champ terrestre se fait à l'aide de courants continus envoyés dans 2 bobines B_1 , B_2 enroulées sur le même cylindre que la bobine C. Le plan de la section droite de B_1 est horizontal, celui de B_2 vertical. La répartition des conducteurs à la surface du cylindre est sinusoidale pour les

2 enroulements. Si un courant i_1 est envoyé dans la bobine B_1 , il produit à l'intérieur un champ vertical quasi uniforme et symétrique, normal à la section droite de la bobine. Soit φ_1 le flux d'induction maximum embrassé par la bobine tournante de surface S, on pourra écrire $\varphi_1 = s h_1$. Ce flux coupé par la bobine tournante sera presque rigoureusement sinusoidal, et l'on pourra considérer le courant induit comme dû au champ h_1 ; il en sera de même pour la bobine B_2 , à un courant i_2 correspondra un champ h_2 .

Si les courants i_1 et i_2 sont réglés de telle sorte que la résultante des champs h_1 et h_2 soit égale et apposée à la composante du champ terrestre située dans le plan vertical normal aux sections droites des bobines B_1 et B_2 , le son sera pratiquement éteint dans le téléphone ; si donc on connaît les coefficients de proportionnalité de i_1 à h_1 et de i_2 à h_2 , la mesure de i_1 et de i_2 permettra de connaître la valeur et la direction de la composante du champ terrestre.

Pour déterminer les éléments du magnétisme terrestre, il semble le plus commode de déterminer les composantes du champ dans 2 plans rectangulaires et par suite on réglera les intensités des courants de manière à éteindre le son du téléphone pour deux positions rectangulaires de l'appareil. Si i_1 , i_2 , i'_1 , i'_2 , sont les intensités trouvées, on devra avoir $i_1 = i'_1$, car la composante verticale est la même dans les 2 positions ; si h_1 , h_2 , h'_1 , h'_2 sont les champs correspondant aux intensités, on en déduira par un calcul élémentaire la force totale et l'inclinaison ; il suffira de repérer les plans de mesure relativement au méridien géographique pour avoir la déclinaison vraie.

Le tarage de l'appareil, c'est-à-dire la détermination de l'angle que font entre elles les bobines B_1 et B_2 et des coefficients qui lient les champs h_1 et h_2 aux intensités i_1 et i_2 a été fait de la manière suivante : on a construit, suivant le dispositif d'Helmholtz, 2 bobines circulaires identiques de 120 cm de diamètre, 1 cm de hauteur et 0 cm 9

d'épaisseur ; les bobines étant placées de telle sorte que leur distance moyenne soit leur rayon et leurs axes étant en coïncidence, le champ H dû à un courant I qui les traverse est uniforme sur une très grande étendue et peut être calculé. On avait

$$H = 1,361 i \text{ (ampères).}$$

L'appareil à tarer a été placé au centre du système des 2 bobines fixes, l'axe du cylindre qui porte les bobines B_1 et B_2 étant perpendiculaire à l'axe des bobines d'Helmholtz ; on a ouvert le circuit de la bobine mobile et l'on a relié les extrémités à un amplificateur 3 ter. Si on lance du courant alternatif dans les bobines d'Helmholtz, on entend dans le téléphone un son dont l'intensité dépend de l'orientation de la bobine mobile ; en faisant tourner celle-ci, on peut obtenir le silence ; cette position est déterminée à une ou deux minutes près.

En lançant ensuite le courant dans la bobine B_1 dont le champ h_1 est voisin d'être perpendiculaire à celui des bobines d'Helmholtz, on éteindra le son du téléphone en tournant la bobine réceptrice d'un angle x voisin de 90° . On répète l'opération en couplant en série la bobine B_2 et les bobines d'Helmholtz de façon à obtenir les résultantes $H + h_1$ et $H - h_1$ qui correspondent aux angles d'extinction β et γ . On peut alors construire 2 triangles dont les côtés sont proportionnels à H , h_1 , $H + h_1$, et H , h_1 , $H - h_1$, dont les angles sont connus.

On en tirera 2 valeurs du rapport h_1 qui doivent être identiques, d'où le coefficient cherché.

En opérant de même sur les bobines B_1 et B_2 on déterminera le coefficient relatif à B_2 .

Les mesures d'angle ont été faites en liant un nicol à la bobine tournante et déterminant avec un analyseur à pénombres les angles des plans de polarisation. La détermination se fait à la minute près.

Autotal, on peut estimer que l'approximation du millième dans la mesure des éléments du magnétisme terrestre peut être atteinte sans difficultés, par

une mesure seule, l'opération proprement dite durant une dizaine de minutes et sans fatigue pour l'opérateur, puisqu'il n'a à mesurer que quatre intensités de courant (la méthode potentiométrique devra être employée).

La précision pourra être beaucoup plus grande si l'on répète la mesure. Avec un appareil d'études et de simples milliampèremètres on a obtenu, à Meudon, dans l'intérieur d'un bâtiment où se trouvent des poutres de fer, les valeurs suivantes :

$$\text{Inclinaison} = 63^\circ 57'$$

$$\text{Force totale} = 0,455 \text{ C G S}$$

A Paris dans le laboratoire, où le champ varie constamment, la boussole d'inclinaison a donné $64^\circ 47'$, l'appareil $64^\circ 50'$.

La méthode a l'avantage de ne pas comporter d'appareils à contacts glissants, de doubler la fréquence du courant induit par le champ terrestre et, par suite, de rendre le son très audible, et enfin de donner des résultats peu altérés par les masses de fer voisines de l'appareil, parce que celles-ci ne sont pas influencées par le magnétisme d'un barreau aimanté.

La méthode de mesure que l'on vient de décrire est particulièrement destinée aux explorateurs déjà munis d'appareils de télégraphie sans fil auxquels elle pourra rendre service par sa rapidité.

LIVRES

L'acoustique téléphonique. — La téléphonie. — La télégraphie. par E. REYNAUD-BONIN, ancien élève de l'École Polytechnique, ingénieur E. S. E., ingénieur des postes et télégraphes, professeur à l'École supérieure des postes et télégraphes. — Un volume de 185 pages de la collection des cours de la section de Radiotélégraphie de l'École supérieure d'électricité. — Etienne Chiron, éditeur, 40, rue de Seine. Prix broché : 8 fr.

M. Reynaud-Bonin fait depuis trois ans aux élèves de l'École supérieure de

Radiotélégraphie de la rue de Staël, un cours très apprécié sur la télégraphie et la téléphonie avec fil. Le volume qui vient de paraître constitue la rédaction de ce cours et donne, sous une forme extrêmement claire et de façon très complète, tous les renseignements qui peuvent intéresser soit le technicien, soit simplement le lecteur soucieux de se mettre au courant des derniers progrès réalisés dans les communications par fil.

Le volume de M. Reynaud-Bonin est divisé en trois parties principales : Acoustique téléphonique ; Téléphonie ; Télégraphie.

Dans la première, laissant de côté l'acoustique théorique qui ne rentre pas dans le cadre du sujet qu'il traite, l'auteur décrit et étudie le récepteur téléphonique, le téléphone haut-parleur et le microphone. Il consacre un chapitre aux appareils d'un type spécial aptes à reproduire la parole (téléphone thermique, chimique, condensateur semi-conducteur à armature glissante, téléphone à mercure, à cristal, etc. Télégraphone. Phonographe). Puis M. Reynaud-Bonin étudie successivement la voix humaine et l'oreille. Il montre aussi la difficulté d'établir un critérium pour le choix du meilleur appareil téléphonique. Cette première partie constitue un ensemble inédit et complet donnant des indications extrêmement intéressantes sur les organes et les appareils élémentaires qui entrent en jeu dans toute liaison téléphonique. M. Reynaud-Bonin passe ensuite à la téléphonie proprement dite. Après avoir fait un court historique de la question et donné des renseignements d'ordre statistique, M. Reynaud-Bonin étudie la propagation du courant téléphonique dont le mécanisme s'explique en appliquant la théorie des courants alternatifs, mais en faisant bien attention s'il s'agit de courants à fréquence déjà très grande (de l'ordre de 800 à 1200). Cette théorie montre la nécessité de la pupinisation ou de dispositifs analogues. Suit alors une étude tout à fait minutieuse et complète de tout ce qui touche à la téléphonie : Appareils, multiples, re-

lais, lignes et réseaux téléphoniques.

Cette étude est d'autant plus intéressante qu'elle concentre en quelques dizaines de pages des quantités de données jusqu'ici dispersées dans de nombreux ouvrages techniques et pour certains desquels, comme les relais amplificateurs et les commutateurs automatiques, il est souvent assez difficile de se procurer des renseignements exacts. Nous ne pouvons pas résumer mieux cette partie importante de l'ouvrage de M. Reynaud-Bonin qu'en citant dans leur ordre les divers chapitres qu'il a traités. Il parle d'abord de l'appareil téléphonique lui-même à un point de vue plus immédiatement pratique que dans la première partie du volume.

Il traite successivement du transmetteur microphonique, du récepteur téléphonique, de la transmission et de la réception des appels. Il étudie ensuite le montage des appareils avec batterie locale ou centrale.

Vient ensuite un chapitre sur les relais et notamment sur les relais à triodes et les excellents résultats qu'ils ont permis d'obtenir. Puis l'auteur indique comment sont constitués les réseaux téléphoniques et comment on peut en augmenter le rendement (circuits fantômes, haute-fréquence sur fil, etc.). Vient ensuite une description extrêmement claire des divers commutateurs placés dans les bureaux téléphoniques, qu'ils soient manœuvrés à la main ou que leur fonctionnement soit automatique.

On voit dans ces deux chapitres comment fonctionnent les grands multiples des centraux urbains et comment le dispositif automatique ou semi-automatique très usité en Amérique et qui commence à pénétrer en France semble l'emporter sur les dispositifs manuels. M. Reynaud-Bonin termine cette partie de son cours par quelques renseignements d'ordre administratif sur les régimes d'abonnements possibles et par une étude des lignes téléphoniques dans laquelle il parle notamment des câbles qui semblent devoir se multiplier dans la période présente. Il indique aussi comment

protéger les lignes téléphoniques contre les lignes électriques à haute tension.

La dernière partie du volume est consacrée à la télégraphie et aux câbles sous-marins. De même que pour la téléphonie, M. Reynaud-Bonin étudie d'abord les appareils puis les lignes et leurs modalités d'exploitation.

En quelques pages, l'auteur donne une description extrêmement claire du Morse, du Sounder, du Wheastone, du Hugues, du Baudot et des appareils américains qui reposent sur le même principe que le Baudot. Puis il indique comment on peut transmettre sur une même ligne en duplex et en quadruplex. Suivent alors des renseignements d'ordre administratif sur l'exploitation télégraphique en France et des données statistiques fort intéressantes sur le développement du télégraphe dans les différents pays.

Le volume se termine par un très intéressant chapitre sur les câbles sous-marins, leur fabrication, leurs

essais, la façon dont ils sont exploités, posés, surveillés, réparés, leur rendement et leur développement dans le monde.

L'ouvrage de M. Reynaud-Bonin, tout en restant d'une lecture aisée et même agréable pour les non techniciens, n'a rien d'un traité de banale vulgarisation. L'auteur ne recule pas devant les formules et les calculs qui lui paraissent nécessaires, mais à côté de ces développements théoriques qui donneront satisfaction aux ingénieurs, le livre contient tant de descriptions intéressantes et de renseignements inédits et particulièrement récents, qu'il se recommande, comme nous le disions au début de cette analyse, à tous ceux, quelle que soit leur culture scientifique générale, que ne laissent pas indifférents les très importants résultats obtenus dans ces dernières années par les innombrables chercheurs qui perfectionnent sans cesse la technique des communications par fil. — Mz.

MONTAGES ET TOURS DE MAIN

Résistance variable à curseur sans self. — Le procédé suivant est un mode d'enroulement général qui supprime pratiquement la self-induction, tout en permettant de conserver la forme cylindrique avec usage du curseur sur l'enroulement. On a souvent besoin d'une disposition permettant des variations continues et lentes de résistance, notamment dans les mesures électriques : un curseur vient limiter la partie utile du fil résistant de maillechort ou de constantan et peut agir soit sur une spirale enroulée sur un mandrin de bois, soit sur un fil tendu.

Dans le premier cas, la résistance présente une self-induction considérable qui en interdit l'usage pour les courants variables; dans le second, elle est forcément très limitée et de faible valeur. Cette faible valeur introduite notamment dans les bran-

ches de proportion d'un pont, par exemple, nécessite une plus grande sensibilité dans les mesures pour obtenir des résultats équivalents.

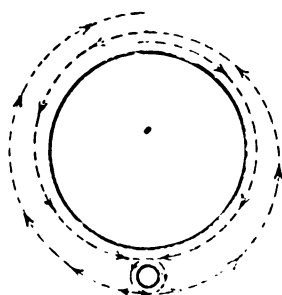
J'utilise depuis plus de vingt ans le mode de construction suivant qui m'a toujours donné satisfaction et est particulièrement simple et facile à réaliser.

Une bobine cylindrique de bois reçoit le fil principal de la résistance; mais l'enroulement n'y est pas total et ne fait en aucun cas le tour du cylindre. — Le cylindre portant le fil est d'un diamètre de 6 centimètres environ et est doublé d'un cylindre parallèle également en bois de 8 millimètres de diamètre (une simple baguette) enchâssé dans le socle même de l'appareil, au-dessous du cylindre principal.

Le fil, au lieu de faire un tour complet pour passer d'une spire à la

suivante, revient en arrière après avoir entouré la baguette inférieure et repasse sur le gros cylindre en sens inverse à côté du brin précédent auquel il est jointif.

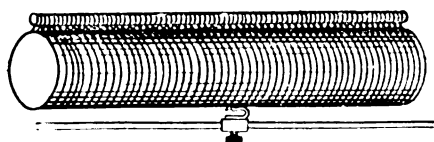
Le schéma ci-contre fera comprendre le sens de l'enroulement, le curseur se trouvant placé à la partie supérieure dénudée à cet effet. — Les



spires sont facilement juxtaposés comme dans les résistances ordinaires : on les bloque à la gomme laque ou au celluloid dissous dans l'acétone.

Pour parfaire la différence d'une spire à l'autre et obtenir une résistance variable par degrés insensibles, on monte en série avec cette première bobine un fil de constantan de plus gros diamètre tendu à plat devant la bobine et muni d'un second curseur.

La petite baguette cylindrique auxiliaire est à peu près invisible une fois



l'enroulement terminé et rien d'extérieur ne déceles les propriétés nouvelles de l'appareil.

Comme application je citerai la méthode d'Anderson dans la mesure des selfs qui exige trois résistances sans réactance dont une à curseur.

Les résistances additionnelles pour voltmètre alternatif à plusieurs graduations.

Un pont de Wheatstone, par exemple, construit de cette façon avec résistance

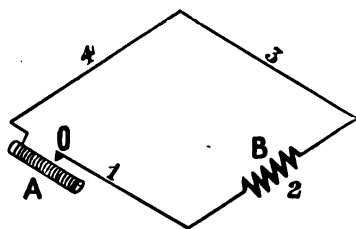
de 1 mètre de long sur tube de 3 centimètres et de 1.500 ohms environ permet la réalisation d'un ohmètre fort précis à peu de frais.

Le schéma est le suivant :

Dans les ohmètres ordinaires, à branche de proportion, le fil divisé agit dans ses deux sections de division par le curseur dont la position est alors délicate à établir surtout vers les extrémités du fil.

On pourra ici établir la résistance bobinée sans self, dans la branche 1 du pont. — La branche 2 contiendra une bobine sans curseur et sans self d'une résistance égale à celle de la totalité de la bobine réglable. En 3 et 4 enfin, seront placés la résistance à mesurer et l'étalon de comparaison.

Avec cette disposition on pourra faire, après réglage et vérification, une lecture directe sur le curseur de 1 avec une précision considérable. — Cette lecture directe variera avec



l'étalon de comparaison ; on peut se borner à la lecture d'une proportion qui sera également très sensible. — Le contact de 0, qui, dans ce cas, intervient dans la résistance, doit être en argent et particulièrement soigné. — La course du curseur reste toujours uniforme et ne se resserre pas lorsque la proportion des branches augmente. — Une résistance en constantan ainsi construite, d'une valeur de 1.400 Ω , à une couche de fil, mesurée au balistique, par la méthode du commutateur tournant dans un pont ordinaire, a donné une self-capacité répartie inférieure à 10^{-6} Henry. — H. PREVOST.

Dans une école d'horlogerie, les enregistrements des signaux horaires de FL sont troublés par les

étincelles des contacts de pendules électriques. Existe-t-il un moyen d'améliorer cette réception ?

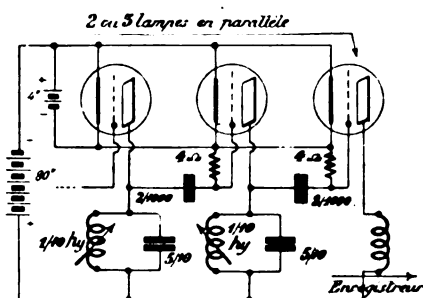
Il y a possibilité d'améliorer votre réception et enregistrement des signaux horaires. Il suffit d'intercaler dans le circuit de plaques de votre dernière lampe, un circuit résonnant à fréquence musicale accordé sur la fréquence des étincelles de l'émission de FL. Pour obtenir un bon résultat, se servir d'une self à fer variable de 1/10 de Henry aussi peu résistante que possible (fil de 10/10 environ) et d'une capacité de 5/10 de microfarad isolée au papier paraffiné.

Si l'on branche un téléphone aux bornes du système self capacité quand celui-ci n'est pas à l'accord, on entend les signaux très faiblement. En faisant varier la quantité de fer dans la self, on accorde ce circuit : l'intensité de réception est à ce moment maximum et les parasites sont sensiblement étouffés.

Voici l'explication du phénomène : le circuit accordé sur une fréquence musicale déterminée présente une impédance énorme au passage du courant ayant cette fréquence, et se comportant comme une résistance très élevée, produit une grande différence de potentiel aux bornes du téléphone, donc une grande intensité de réception. Par contre, tous les bruits parasites provenant des étincelles des contacts de pendule se traduisent par des crachements ayant une très basse fréquence. Le circuit résonnant ne présentera pas d'opposition à leur passage et le système self capacité se comportera comme une très faible résistance donnant une faible tension aux bornes du téléphone qui rendra un son très faible.

On gagne beaucoup en netteté, mais on perd en intensité. Il y a lieu de renforcer la réception par l'adjonction d'une lampe supplémentaire montée comme il est indiqué dans le schéma. Il est aussi possible de faire une deuxième sélection dans cette lampe avec un montage analogue en amplifiant à nouveau avec une ou plusieurs lampes en parallèle, ainsi qu'il a été

fait à l'Observatoire de Paris pour l'enregistrement des signaux horaires internationaux.



Réception en alimentant par courant alternatif. — M. MOYE, professeur à l'Université de Montpellier, nous écrit à la date du 14 février 1923 ce qui suit :

« Je me permets de vous faire connaître que je suis arrivé à recevoir l'émission téléphonique de la Tour (Emission de ce jour à 11 h 15 matin) sur mon poste à antenne basse d'amateur, deux lampes amplificatrices haute-fréquence suivies de détection sur galène. Ce montage est celui décrit dans la *Revue Scientifique* (numéro du 28 octobre 1922), alimenté exclusivement (haute et basse tension) par le courant alternatif du secteur d'éclairage. J'ai pu constater que l'usage d'accumulateurs et de piles, établis suivant le montage classique, n'augmentait pas la netteté de l'audition.

« Je dois dire que la voix s'entend tout juste et à la limite, avec un réglage extrêmement critique et en utilisant la réaction (couplage par petit condensateur entre 1^{re} grille et 2^e plaque), juste à la limite de l'accrochage. Mais, étant donné que jusqu'ici, dans des conditions identiques, je n'arrivais à aucun résultat appréciable, j'ai pensé qu'il pouvait être intéressant de faire connaître un premier succès. Je demeure d'ailleurs convaincu que pour les besoins usuels de l'agriculture dans le Midi, des sous-stations émettrices régionales sont la seule méthode de diffusion pour tous de la radiotéléphonie. »

CORRESPONDANCE & AVIS

LES COURS GRATUITS DE T. S. F.

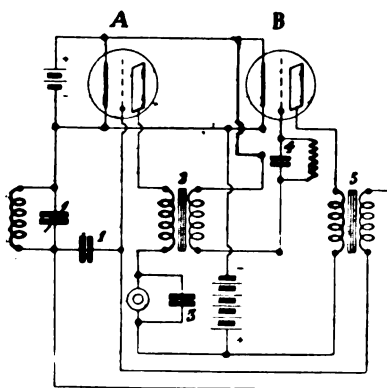
organisés au Conservatoire des Arts-et-Métiers sous les auspices de la Société des Amis de la T. S. F. et le patronage de M. le général Ferrière,

Le 18 avril a eu lieu la séance d'ouverture des cours organisés par notre Société. Malgré ses proportions importantes, l'amphithéâtre du Conservatoire s'est trouvé trop exigu pour répondre à l'affluence des auditeurs qui avaient accouru en foule à notre appel. Sous la présidence de M. Paul Painlevé, qu'entouraient de nombreuses personnalités du monde de l'enseignement et de la T. S. F., M. Chaumat a inauguré cette série de conférences qui constitue le premier enseignement de ce genre institué dans le monde.

Tous nos sociétaires ont dû recevoir le programme détaillé de ces cours. Nous sommes à la disposition de nos lecteurs pour le leur adresser sur simple demande.

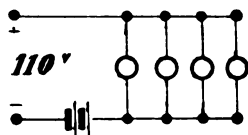
Errata. — Notre dernier numéro a comporté, par suite des nécessités de mise en page, l'omission de 2 schémas annoncés dans nos montages et tours de main. Nous nous empressons de les donner à nos lecteurs :

Quel est le montage à effectuer pour faire travailler la même lampe en haute et basse fréquence ?



(2) est un transformateur haute fréquence.
(5) est un transformateur basse fréquence.

Comment constituer une charge pratique d'accumulateurs sur le courant continu 110 volts ?



D'autre part, dans l'article de M. Hemardinquer, des erreurs se sont glissées dans la fig. 4, que nous reproduisons correctement ci-après.

Ajoutons que des essais récents, exécutés en appliquant la même méthode hétérodyne, ont permis à M. Hemardinquer la réception de postes lointains, comme celui de Berlin, en haut-parleur sur petit cadre.

D'autres essais exécutés cette fois à l'aide d'amplificateurs à selfs, ont donné également d'intéressants résultats. Par exemple, en utilisant un amplificateur comprenant 2 étages H. F. par selfs, 1 détection et 2 lampes B. F., on a pu obtenir des réceptions en haut-parleur de postes du Broad-

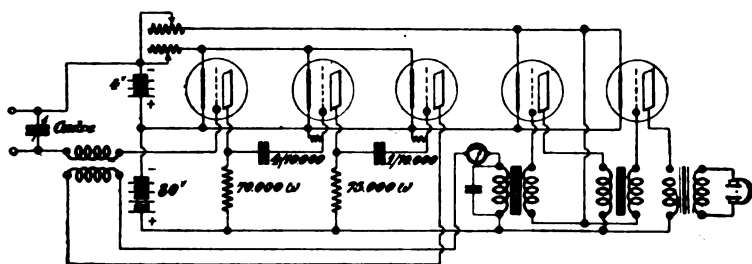


Fig. 4.

casting anglais Londres, Manchester, Birmingham et du poste de La Haye. La réaction se faisait en variant la self au moyen du déplacement d'un noyau en fer doux; c'est-à-dire en réalité par accord du circuit-plaque.

les tient constamment au courant des progrès réalisés en matière de télégraphie, de téléphonie et de T. S. F., et des travaux ou des recherches en cours au Service d'Etudes des Postes et Télégraphes et dans les laboratoires étrangers.

Est-il possible de recevoir sur cadre les radio-concerts sans amplificateur dans Paris ?

La chose n'est pas impossible en elle-même; toutefois, cela nécessite un cadre de grande dimension bien orienté dans la direction et parfaitement accordé sur le poste à recevoir. Un cadre de 4 m. X 3 m. constitué par une dizaine de spires de fil 10/10 placées sur un mur avec une capacité variable de 1/1000 de microfarad donnera une audition assez intense à l'écouteur. Le téléphone et la galène en série sont connectés aux bornes du cadre et du condensateur.

Enquête. — Un de nos lecteurs nous expose les difficultés qu'il rencontre à s'assurer une bonne réception dans les villes, notamment près des réseaux de fils servant à la traction par tramways. Nous devons avouer que jusqu'ici les moyens préconisés pour se débarrasser de ces brouillages des plus gênants sont assez peu efficaces. Certains de nos lecteurs n'auraient-ils pas fait à ce sujet d'intéressantes expériences ? Nous serions heureux de recevoir leurs observations, et signalons aussi tout l'intérêt d'une telle recherche.

Annales des Postes et Télégraphes. — L'Administration des Postes et Télégraphes publie, chaque mois, un bulletin intitulé *Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones*, sous le contrôle d'une Commission qui compte parmi ses membres, MM. Blondel, le Général Ferrié, Gutton et les principaux ingénieurs des Télégraphes.

Ce bulletin fournit à ses lecteurs une documentation de premier ordre qui

Les antennes et la foudre. —

La question s'est posée récemment de savoir si les antennes faisaient courir aux immeubles sur lesquels elles sont placées, un risque de foudre. Les Compagnies d'assurances ou contre l'incendie vont examiner ce point d'accord avec les représentants des amateurs, mais avant de trancher cette question il serait intéressant de connaître les cas de foudre qui auraient pu se produire sur des antennes, et nous avons pensé à provoquer une

enquête à ce sujet. Nous serions reconnaissants à nos lecteurs de bien vouloir nous indiquer les espèces dont ils auraient eu connaissance ou dont ils auraient été les témoins, en joignant, si possible, un schéma de l'antenne et de ses caractéristiques (hauteur, longueur, etc.), de ses accessoires (entrée des postes, parafoudre, etc.) et de son système de mise à la terre.

Les renseignements devront être adressés à M. Marcel Cartault, membre de la *Société des Amis de la T. S. F.*, 9, rue Roquépine, Paris, qui a bien voulu se charger de centraliser les résultats de l'enquête et étudier avec les compagnies intéressées comment le risque de foudre peut être couvert par les polices actuelles.

Correspondance. — A propos d'un article de M. Rothé paru dans le n° 13 de *l'Onde*, M. Roussel nous signale une étude sur un sujet similaire parue en 1920 dans le bulletin de la Société astronomique. M. Rothé nous écrit d'autre part que ses recherches radiogoniométriques ont commencé dès 1917, et ont été publiées dans les documents de la Direction des Inventions.

Nous avons entre les mains le compte rendu du Congrès national de la T. S. F., tenu en septembre dernier à Marseille, sous la présidence de M. Louis Deschamps, ancien sous-secrétaire d'État à la Guerre et aux P. T. T., sous le haut patronage de

M. Sarraut, ministre des Colonies. Cet opuscule, illustré de superbes gravures, est une relation vivante de cette inoubliable manifestation, un souvenir précieux à conserver, tout en constituant un document de télégraphie sans fil de première importance.

On peut se le procurer en adressant 11 fr. 25 à M. Lemonnier, secrétaire général du Congrès de la T. S. F., 13, allées Léon-Gambetta, Marseille.

EXAMEN D'APTITUDE à l'emploi de radiotélégraphiste de bord.

La date de la prochaine session d'examen pour l'obtention du certificat d'aptitude à l'emploi de radiotélégraphiste de bord est fixée au 16 mai prochain.

Les candidats se réuniront à Bordeaux, Cours Victor-Hugo (Faculté des Sciences).

Les dossiers complets et réguliers des candidats devront être adressés avant le 6 mai au Service de la Télégraphie sans fil, 5, rue Froidevaux, Paris (XIV^e); passé ce délai, les déclarations de candidature ne seront plus acceptées.

Petites annonces

A vendre 10 sonneries et un tableau acajou à 6 appels, 120 francs. S'adresser au bureau du journal. Init. P. Z.

T. S. F., électricité, espagnol, anglais, dactylo, ancien lieutenant radio, demande place. E. C., bureau du journal.

LA MODULATION EN RADIOTÉLÉPHONIE ⁽¹⁾

Par E. REYNAUD-BONIN

Ingénieur des Postes et Télégraphes.

Que faut-il penser des radioconcerts? Faut-il y rechercher un intérêt de curiosité, un agrément circonstanciel ou peut-on y recevoir de véritables jouissances musicales? Il est permis de dire que le radioconcert peut prétendre à satisfaire même les plus difficiles et les meilleurs connaisseurs de musique. Toute cette conférence sera le développement de cette idée, tout mon modeste effort tendra à faire la distinction entre les émissions mal modulées et les bonnes émissions.

*
* *

I. Le microphone. — Parlons d'abord du microphone. Il faut un microphone au départ du radioconcert; comment choisirons-nous un bon microphone?

L'illustre mathématicien Henri Poincaré, dont il est juste d'associer le nom à ceux des premiers pionniers de la télégraphie sans fil, a montré en 1905, que la condition de puissance et la condition de pureté étaient deux conditions incompatibles l'une avec l'autre dans un microphone. Les meilleurs microphones sont donc ceux qui n'engendrent que des courants extrêmement faibles, ceux dont la membrane très fortement tendue et très amortie dans ses vibrations peut obéir très fidèlement à la commande des ondes sonores et prendre un régime de vibrations forcées parfaitement identiques aux vibrations des ondes sonores et parfaitement exemptes de vibrations libres ou de résonances de la membrane.

Mais un tel microphone manque de puissance, et il eut été chimérique de s'en servir pour la téléphonie avant que l'invention des amplificateurs de courant téléphonique ait permis, en amplifiant la très faible quantité d'énergie sortant du microphone, d'appliquer à l'émission, toute l'énergie jugée nécessaire.

Ainsi, dans le poste émetteur de bonne qualité, le microphone spécial module si faiblement que l'énergie qui en sort est jusqu'à huit mille fois plus faible que celle qui sort d'un microphone ordinaire ⁽²⁾, mais cette modulation est extrêmement pure.

⁽¹⁾ Conférence faite à la Société des Amis de la T. S. F., le 29 mai 1923.

⁽²⁾ C'était le cas du microphone du « public adress system » de la Western Electric Co, le 4 mars 1921, à Washington.

Il faut aussi que les ondes sonores ne frappent pas trop violemment la membrane du microphone. On ne les y laisse arriver qu'à travers une plaque percée de très petits trous.

*
**

Les microphones à charbon présentent aussi des causes de déformation de la voix dues à la qualité même du charbon. Ces causes ont été signalées depuis longtemps et, notamment, M. A. Blondel a donné des oscillogrammes comparatifs fort curieux en 1913. On atténue naturellement ces effets fâcheux en travaillant avec des courants microphoniques faibles et en ne laissant arriver sur la membrane que des ondes sonores peu puissantes. On peut encore — et c'est là une trouvaille des plus intéressantes — associer deux microphones identiques dans un montage différentiel, de telle sorte que la membrane vibrante soit commune et comprime le graphite de l'un quand elle augmente le jeu du graphite de l'autre : l'effet différentiel des deux microphones élimine d'une façon tout à fait remarquable les déformations dues à la qualité du charbon.

*
**

Occupons-nous maintenant de la position du microphone par rapport à la source sonore. Chacun sait que, pour une intensité sonore constante, la valeur du courant téléphonique diminue à mesure que le microphone est placé plus loin de la source sonore. On peut traduire cet effet de diminution par une courbe et l'on constate que des microphones de types divers fournissent des courbes très différentes les unes des autres. Quelle sera la meilleure forme de courbe à choisir?

Pour la téléphonie ordinaire, la personne qui parle place toujours sa bouche très près du microphone; en radiotéléphonie, il n'en va plus de même et il arrive par surcroît que la personne qui parle se déplace devant le microphone. La meilleure forme de courbe pour la radiotéléphonie sera donc celle qui restera le mieux constante à toutes les distances dont on aura besoin pendant le radioconcert.

Le microphone du radioconcert diffère donc notablement sur ce point du microphone de la téléphonie ordinaire et l'entrepreneur de radioconcert éprouvera de grosses difficultés d'organisation de son studio s'il n'a pas d'abord traité le problème technique de la recherche d'un microphone spécial.

*
**

Si l'on veut transmettre un opéra ou un opéra-comique joué

réellement sur une scène de théâtre, les acteurs bougeront beaucoup sur la scène, ils chanteront tantôt devant, tantôt derrière les décors, ils tourneront le dos, ils monteront des escaliers, des collines simulées, etc... L'effet produit sur le microphone risquera d'être parfois mauvais malgré toutes les précautions indiquées plus haut.

Ajoutons que la représentation comporte ordinairement des chœurs, au cours desquels le volume des ondes sonores enflé énormément et peut devenir trop gros pour le microphone.

Il y a donc pour la transmission d'un opéra joué sur un théâtre des difficultés spéciales, que l'on a essayé de résoudre en Amérique en employant successivement plusieurs microphones comme je vais le dire plus loin. Néanmoins, même avec un seul microphone, la station de l'Ecole supérieure des Postes et Télégraphes a obtenu à Paris des résultats fort appréciés des amateurs. Voici le procédé américain : on met deux microphones près de la rampe, l'un à droite et l'autre à gauche, un ou deux microphones dans les hauts de la scène, là où il devra monter des acteurs et un dernier microphone dans la salle. Un seul de ces microphones doit évidemment fonctionner à un instant donné. L'entrée en jeu du microphone voulu est commandée par un tableau commutateur, selon les indications fournies par un observateur assis dans la salle. Le microphone placé dans la salle sert à recevoir les chœurs et les gros morceaux d'orchestre, les autres servent à recevoir les chants des artistes à partition solo.

*
**

Une dernière précaution à prendre dans le montage des microphones est de les protéger contre les trépidations par des amortisseurs efficaces et même de les protéger contre les effets d'induction électrique par les courants d'éclairage en les enfermant dans une boîte métallique formant écran et en leur amenant les fils par un câble sous plomb.

II. La modulation de l'onde hertzienne. — En sortant du microphone, le courant n'est encore modulé qu'en basse fréquence.

L'amplificateur à basse fréquence placé derrière le microphone conserve à ce courant exactement la même forme que le microphone lui a donnée, pourvu, bien entendu, que cette amplification soit de bonne qualité.

D'une manière générale, les amplificateurs à résistances introduisent moins de déformations que les amplificateurs à transformateurs, cependant, avec des transformateurs particulièrement

soignés dans leur construction, on peut obtenir de très bons résultats, surtout si on ne lance pas dans les enroulements de ces transformateurs des courants trop forts qui puissent saturer leur circuit magnétique, ce qui produirait certainement de graves déformations des courants à basse fréquence sortant du transformateur.

Arrivons à l'onde hertzienne.

L'onde fondamentale est une onde entretenue d'une fréquence fixe que nous désignerons par F . Nous supposons, bien entendu, que cette onde fondamentale est pure, parfaitement exempte d'harmoniques de la fréquence F et émise avec une intensité constante ⁽¹⁾. Ceci est un problème de haute fréquence que je ne traiterai pas ici.

La modulation radiotéléphonique de cette onde consiste à faire varier son amplitude au même rythme que celui du courant microphonique. Ceci est clairement expliqué par la figure 1 dans laquelle

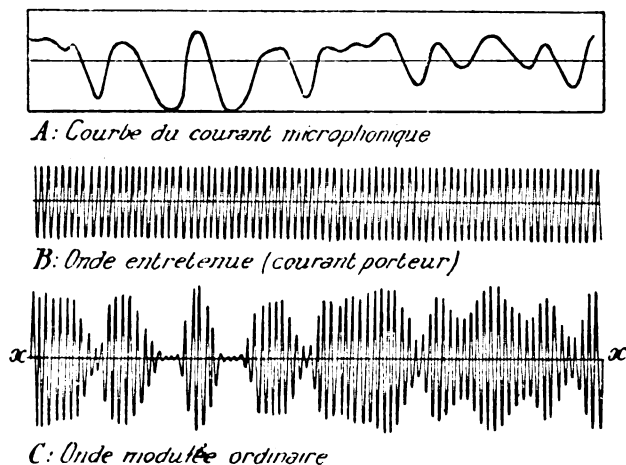


Fig. 1.

on voit successivement la courbe A du courant microphonique, la courbe B de l'onde fondamentale de fréquence F et la courbe C de l'onde radiotéléphonique modulée.

La modulation se produit dans la lampe d'émission des ondes F par application à la grille de cette lampe du courant microphonique. Elle sera pure si les ondes F sont pures, si le courant microphonique est pur et si la région de la caractéristique de la lampe dans laquelle on opère a été convenablement choisie.

⁽¹⁾ Il est prudent, dans cet ordre d'idées, de ne pas pousser trop la « réaction » dans le poste émetteur.

*
**

On sait que l'onde hertzienne modulée comme il a été représenté sur la figure 1 jouit de la propriété précieuse de pouvoir être détectée sans hétérodyne. Ceci s'explique très facilement sur la figure 2 où l'on voit que la courbe D, qui limite l'onde sortant du détecteur d'un poste de réception sans hétérodyne, a un contour qui reproduit la courbe A du courant microphonique. Comme les dentelures à fré-

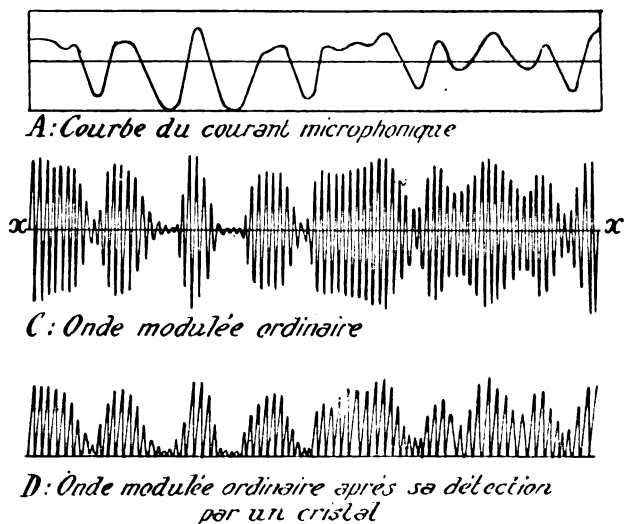


Fig. 2.

quence F du courant porteur sont trop rapides pour produire un son au téléphone, le son est produit par le courant D comme si le courant plein de la courbe A traversait le téléphone; c'est-à-dire que la parole est restituée.

*
**

Nous allons maintenant expliquer que la modulation de l'onde hertzienne peut se faire d'une manière plus compliquée que celle que nous avons donnée sur la figure 1.

Dans cette figure, si nous désignons toujours par F la fréquence de l'onde entretenue fondamentale et par f l'une des valeurs des basses fréquences du courant microphonique, l'onde de la courbe C comprend en réalité des composantes aux trois fréquences

$$F - f, F, \text{ et } F + f.$$

Cette onde jouit, comme nous l'avons dit, de la propriété précieuse de pouvoir être détectée sans hétérodyne, mais elle a, d'autre

part, des inconvénients, à savoir : 1° elle est étalée entre les fréquences $F - f$ et $F + f$ et elle exerce ainsi des brouillages dans une large zone de fréquences; 2° elle envoie dans l'éther toute l'énergie accumulée dans trois composantes dont toutes les trois ne seraient peut-être pas indispensables à transmettre pour une réception sur hétérodyne.

Considérons alors les courbes représentées sur la figure 3 ou bien celles représentées sur la figure 4.

La figure 3. E représente l'onde modulée de laquelle on aurait

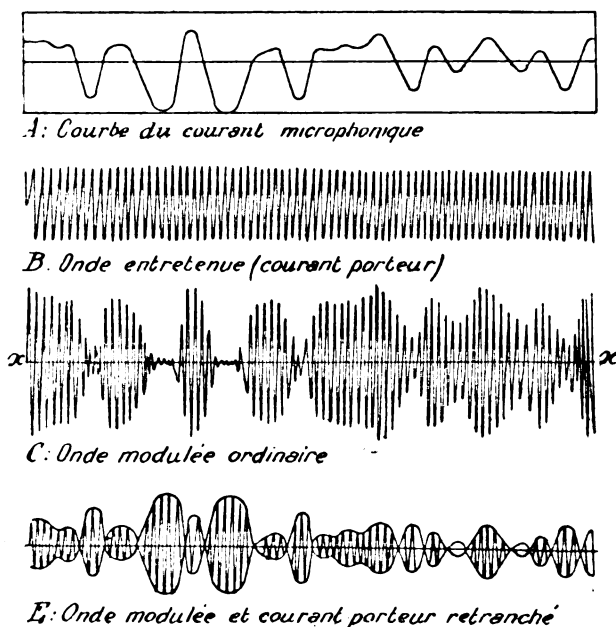


Fig. 3.

retranché la composante F , de manière à ne laisser subsister que les deux composantes $F - f$ et $F + f$.

La figure 4. H représente la même onde de laquelle on aurait toujours retranché la composante F , mais qui aurait été modulée seulement sur les positifs du courant microphonique.

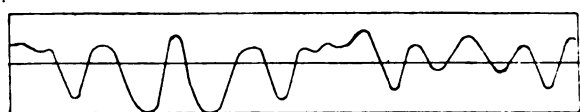
On peut réaliser ces conditions avec des montages sur lesquels je n'ai pas les loisirs de m'étendre beaucoup et je donnerai seulement (voir figure 5) le schéma de celui qui sert à produire la modulation 3E.

Quelles vont être les propriétés de ces nouvelles ondes?

1° Une onde modulée avec suppression du courant porteur con-

sommera beaucoup moins d'énergie à l'émission qu'une onde modulée ordinaire. L'émission est nulle pendant toutes les périodes de repos du microphone et l'on réalise ainsi une véritable émission à trains d'ondes entretenues intermittents. Au cours des mémorables expériences de radiotéléphonie transatlantique de janvier 1923 que la Western Electric Cy a réalisées avec un plein succès, il a été dit que le procédé de modulation avec suppression du courant porteur a fait économiser les deux-tiers de l'énergie qui aurait été nécessaire avec la modulation ordinaire.

2° Une onde modulée sur les positifs seulement du courant microphonique occupe une bande de fréquences beaucoup moins large que



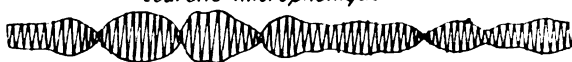
A: Courbe du courant microphonique



B: Onde entretenue (courant porteur)



C: Onde modulée seulement sur les positifs du courant microphonique



D: Onde modulée sur les positifs seuls du courant microphonique et courant porteur retranché

Fig. 4.

celle qui serait modulée sur le courant microphonique tout entier et elle est précieuse, de ce fait, pour réduire les chances de brouillages des postes radioélectriques l'un par l'autre.

Reste à délimiter les conditions d'emploi des ondes modulées ordinaires ou des ondes modulées spéciales. Un grand fait domine la question : les premières peuvent être écoutées sans hétérodynation, les secondes doivent nécessairement être hétérodynées pour l'écoute.

Alors, tout naturellement, les ondes modulées ordinaires sont celles de la radiotéléphonie de diffusion, c'est-à-dire des commu-

niqués radiotéléphoniques de presse, des radioconcerts, des radioconférences, des radioopéras, en un mot, ce sont les ondes modulées écoutées par les amateurs. Mais les autres ondes, les ondes modulées spéciales, ondes si intéressantes puisqu'elles ne gaspillent pas l'énergie et occupent moins de place dans le champ des longueurs d'ondes, seront certainement celles de la *radiotéléphonie de liaison avec la téléphonie ordinaire*, de cette branche de la radiotéléphonie encore dans l'enfance, mais qui révolutionnera le monde quand un abonné au téléphone de Paris pourra causer avec un abonné au téléphone de Buenos-Ayres sans se douter que la conversation qu'il tiendra à son interlocuteur empruntera successivement le fil et l'éther au gré des compagnies exploitantes. L'hétérodynation se fera

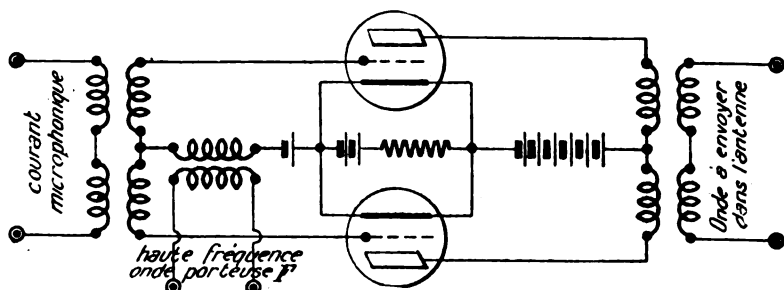


Fig. 5.

aux points de transition entre le fil et le sans-fil et les raccordements à double voie du fil au sans-fil n'offrent aucune difficulté pour les techniciens. Je puis même dire que, bien que sur une petite échelle, la chose est déjà en exploitation en Amérique entre Los Angelès et l'île de Santa Catalina sur les côtes de Californie.

* *

III. Le choix des appareils d'écoute de la radiotéléphonie. —

Nous avons vu comment on modulait les ondes hertziennes pour la radiotéléphonie. Une fois lancées dans l'espace, elles rayonnent et voyagent... Souhaitons-leur bonne chance, c'est-à-dire souhaitons qu'elles ne se chargent pas de parasites, et aussi que les circonstances encore mal connues du voyage ne leur occasionnent pas de brusques variations d'intensité, au passage au point où on veut les recevoir. Nous voici alors arrivés au poste récepteur. Je ne décrirai pas ce poste. Je signalerai seulement que, dans les postes récepteurs à lampe, les courants à recevoir risquent d'autant moins d'être déformés que l'on évite mieux d'avoir des courants de grillé.

Les postes à lampes sont loin de donner les mêmes résultats entre les mains de tous les amateurs, et pour tous ceux qui veulent des auditions très pures et qui ne sont pas très exercés dans les réglages, l'audition sur un détecteur à cristal risquera moins de donner des déboires que l'audition sur un détecteur à lampes. En radiotéléphonie, comme en tout, il faut faire son apprentissage; il ne faut pas oublier que le poste émetteur n'a pu obtenir une émission pure qu'avec des précautions considérables et que des précautions similaires s'imposent dans le montage et la surveillance de chaque poste récepteur. Que chaque amateur relise à ce sujet les conseils que tant de savants ou d'experts ont rédigé à leur intention, qu'ils se pénètrent bien de l'esprit de ces recommandations et ce sera pour leur plus grande satisfaction puisque les programmes qu'on leur envoie sont de premier ordre.

Je vais profiter du temps qui me reste pour traiter seulement du récepteur téléphonique et des haut-parleurs.

*
* *

Le récepteur téléphonique ou le haut-parleur sont soumis, l'un comme l'autre, à la grande loi physique des « vibrations forcées » dans un corps doué d'inertie et possédant une période de vibrations propres. Cette loi, rencontrée déjà pour le microphone, mise en lumière comme nous l'avons dit par Henri Poincaré, peut s'expliquer ainsi ⁽¹⁾ : L'intensité des vibrations forcées que l'on veut imprimer au corps vibrant dépend de l'élasticité, de l'inertie et de l'amortissement de celui-ci. Plus l'amortissement est grand, plus le corps vibrant sera apte à suivre avec pureté un régime de vibrations forcées à fréquences variables, mais plus aussi les vibrations seront de faible amplitude.

Le récepteur téléphonique ordinaire, le casque de 2000 ohms ou de 4000 ohms ont un amortissement suffisant pour les petits ébranlements produits par des courants faibles, mais ne seraient plus suffisamment amortis pour les gros ébranlements que leur causeraient des courants plus forts. Il faut alors recourir à des téléphones de construction spéciale beaucoup plus amortie que les téléphones ordi-

⁽¹⁾ On suppose toujours que les vibrations forcées auront des périodes bien différentes de la période de vibrations propres du corps envisagé. C'est-à-dire que les membranes de tous les récepteurs téléphoniques doivent avoir des périodes de vibrations propres supérieures à 2000 et même de l'ordre de 10000 pour être au-dessus des notes de musique les plus aiguës.

naires, mais qui rend l'appareil capable de recevoir des ébranlements plus forts.

Telle est la différence fondamentale entre le récepteur simple et le haut-parleur.

*
**

Le récepteur d'un appareil téléphonique pour le fil travaille rarement au-dessus d'une puissance de un centième de watt. Il peut certainement supporter davantage, mais de là aux 5 watts que l'on peut tirer d'une petite lampe d'amplificateur il y a loin... Le récepteur téléphonique ordinaire n'est donc à employer que pour une réception d'intensité faible.

Une deuxième considération est applicable au récepteur téléphonique ordinaire : le champ magnétique doit toujours y rester au-dessous de la saturation puisque la restitution de la parole est due essentiellement à la modulation du champ magnétique, et il serait bien à craindre, avec des courants trop intenses ⁽¹⁾, que les demi-ondes positives ne saturassent le champ magnétique, c'est-à-dire que la parole devienne à peu près inintelligible.

Les récepteurs spéciaux construits pour les haut-parleurs sont capables de recevoir une quantité d'énergie beaucoup plus grande que les récepteurs ordinaires, mais encore serait-il bon que les constructeurs de ces appareils veuillent bien indiquer aux clients pour quelle quantité d'énergie leurs appareils sont normalement construits, car l'attention de l'amateur serait ainsi bien attirée sur l'observation de cette limite.

*
**

Voici d'ailleurs quelques résultats d'expériences effectuées sur un récepteur de 1 400 ohms et sur un amplificateur à deux lampes :

Le récepteur en question était de qualité assez médiocre et, dans les emplois téléphoniques ordinaires, sa netteté de reproduction pour les syllabes difficiles était de 53 pour 100 seulement ⁽²⁾.

L'amplificateur à deux lampes amplifiait cinq mille cinq cents fois en énergie.

(1) Surtout dans les récepteurs de 4 000 ohms où il y a vingt fois plus de tours de fil que dans les récepteurs de la téléphonie ordinaire.

(2) C'est-à-dire que 53 pour 100 de ces syllabes difficiles seulement étaient comprises sans erreur. Pour effectuer des mesures de cette espèce, on choisit des syllabes au hasard dans une page d'imprimerie, par exemple les syllabes rencontrées successivement par un trait oblique. Un bon récepteur donne environ 80 pour 100 de netteté sur des syllabes de cette espèce.

Le récepteur étant associé à l'amplificateur à deux lampes constituait un système haut-parleur, mais dont la netteté pour les syllabes douteuses était beaucoup moins bonne que celle du récepteur tout seul sans amplificateur. Les mesures de netteté du système ont donné seulement 30 pour 100.

Le système considéré était cependant l'un de ceux qui sont les meilleurs sur le marché commercial.

*
**

Il resterait à dire un mot des cornets ou des caisses de résonance dont sont ordinairement munis les haut-parleurs. Ces organes jouent sur un haut-parleur exactement le même rôle qu'ils pourraient jouer sur un instrument de musique quelconque, et l'on peut s'en rapporter aux règles de la construction des appareils de musique pour tout ce qui les concerne.

E. REYNAUD-BONIN.

LES AMPLIFICATEURS A RÉSISTANCES ET LES ONDES COURTES

Par G. BEAUVAIS et L. BRILLOUIN

1. On a souvent dit et publié que les amplificateurs à résistances ne pouvaient amplifier que des ondes supérieures à 1 000 mètres. L'un de nous a même donné cette indication dans *l'Onde Électrique*, t. I, 1921, p. 16.

Depuis l'époque où nous avons inventé ces appareils, nous avons constaté la difficulté qu'il y avait à les faire fonctionner pour les courtes longueurs d'onde, mais sans rechercher jusqu'à présent le moyen pratique d'y remédier.

L'importance que prend actuellement cette gamme de longueurs d'onde, au point de vue des concerts et des transmissions d'amateurs, nous a incités à reprendre de très près cette question, et nous sommes heureux d'apporter ici quelques résultats qui nous semblent très encourageants.

Il est exact que les amplificateurs à résistances ne descendent que

peu en dessous de 1000 mètres si l'on ne prend aucune précaution pour éliminer les capacités parasites, dont les effets ont été indiqués dans les mêmes articles de *l'Onde Électrique*; c'est le cas de beaucoup d'appareils d'amateurs, où les différents organes sont le plus souvent montés au hasard, sans qu'aucun soin judicieux des emplacements soit intervenu.

Voici comment, selon nous, doit être monté un amplificateur à résistances du type tout à fait classique.

2. Ecartement des lampes. — Il faut absolument éloigner les lampes les unes des autres. Une distance d'au moins 10 centimètres entre lampes est nécessaire pour éviter les capacités entre les lampes elles-mêmes et entre les organes qui leur sont connectés.

Il nous a, en effet, semblé constater, sans que nous ayons cherché à élucider ce point, que les ampoules de verre se chargeant du fait de la conductibilité du vide, deux lampes voisines formaient un véritable condensateur dont les armatures sont constituées par les ampoules elles-mêmes.

3. Connexions des lampes. — Il faut lutter contre les capacités parasites dans une même lampe, capacités dont la plus gênante est de beaucoup celle entre plaque et grille. Elle a pour effet de diminuer l'amplification : les variations de tension plaque en cours de fonctionnement se trouvant en discordance de tension avec les variations de tension grille, il est bien évident que si, du fait de capacités, la plaque d'une lampe réagit sur la grille de la même lampe, elle diminuera d'autant l'effet des variations de tension appliquées à cette grille par l'extérieur; c'est là la théorie du compensateur en position de décrochage (condensateur entre la plaque de la première lampe et la grille de cette même lampe).

Comme de juste, cet effet sera d'autant plus gênant, que les oscillations à amplifier seront de plus grande fréquence.

Ces capacités parasites proviennent, pour une partie, des organes mêmes de la lampe, mais ils sont surtout constitués par les connexions de la lampe avec les organes de l'amplificateur.

La meilleure solution pour éviter, autant que faire se peut, ces capacités parasites, est évidemment d'employer des lampes à cornes, mais sans aller si loin on peut facilement tirer des lampes ordinaires meilleur parti qu'on ne le fait habituellement.

Considérons, en effet (fig. 1) une lampe ordinaire montée dans sa douille, on voit que les broches, qui formaient déjà entre elles une capacité gênante, sont maintenant recouvertes par des tubes métal-

liques souvent fort gros et fort longs, garnis le plus souvent de nombreux écrous de gros diamètre; c'est bien juste s'il n'y a pas de courts-circuits. Il résulte de là une augmentation formidable des capacités parasites, puisque les armatures de ces divers éléments de condensateurs ont augmenté de surface (diamètre et longueur) en même temps que leur distance diminuait.

On peut réduire considérablement ces capacités parasites en ne

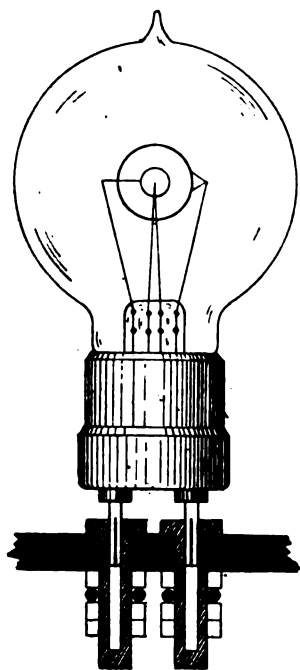


Fig. 1.

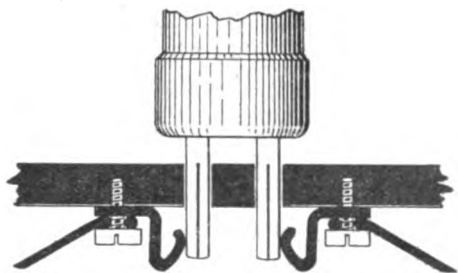
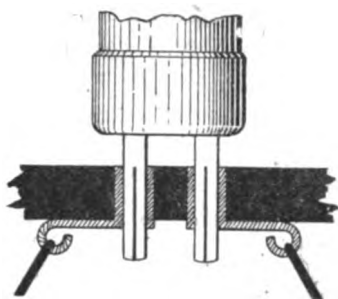


Fig. 2.

gardant que pour les broches de chauffage des tubes ou canons complets, et encore en les réduisant au minimum tant en diamètre qu'en longueur. Quant aux broches grille et plaque elles traverseront librement l'ébonite et seront réunies électriquement aux organes de l'appareil au moyen de ressorts très petits ou, à la rigueur, avec des tubes très minces et les plus courts possible (fig. 2).

4. Montage des organes. — En montant l'appareil, on évitera d'augmenter les capacités parasites en rapprochant indûment les connexions qui aboutissent aux lampes; un bon dispositif est celui qui consiste à avoir des fils partant radialement par rapport au centre de la lampe. Pour rendre les connexions aussi courtes que

possible, le condensateur, de dimensions très réduites, sera placé entre les lampes, et les résistances qui y sont connectées pourront y être directement fixées. De plus, une bonne précaution consiste à mettre de part et d'autre de l'alignement des lampes, d'une part les 80 000 ohms et, d'autre part, les mégohms (fig. 3). On voit qu'ainsi les capacités parasites entre r_1 et R_2 se trouvent réduites au minimum.

C'est ainsi qu'a été réalisé l'appareil dont la figure 3 donne le schéma, et la figure 4, la photographie vue par l'arrière. Si l'on veut

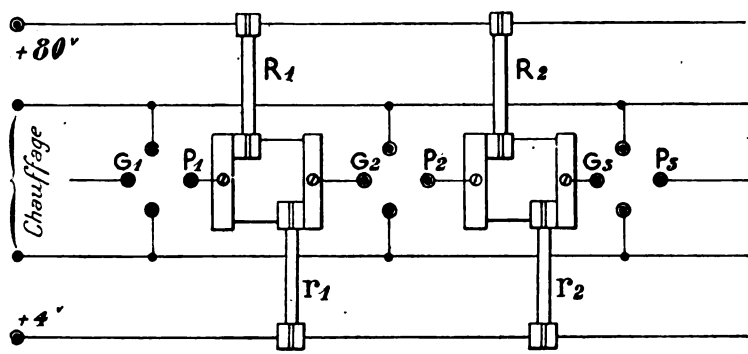


Fig. 3.

pousser les choses à l'extrême, on emploiera des lampes à cornes, mais il faudra garder les mêmes dispositions générales des résistances et des capacités, on arrivera ainsi à un appareil en forme de piano (fig. 5) bien connu de tout le monde, mais dans lequel le panneau vertical portant les résistances et capacités sera monté comme on le voit sur la photographie (fig. 6) qui représente ce panneau vu par l'arrière; on y remarque que les pinces qui tiennent les résistances forment un seul bloc avec les armatures du condensateur; pour éviter toute connexion inutile, les bornes qui serviront à tenir les fils allant aux cornes sont également utilisées pour fixer sur le panneau d'ébonite le bloc condensateur-pinces.

5. Compensateur. — On sait que l'on donne le nom de compensateur au condensateur à air à deux armatures fixes et une mobile, qui permet de faire revenir sur la grille d'entrée de l'amplificateur une partie des différences de potentiel créées sur les divers étages (fig. 7).

On réunit généralement l'armature mobile à la grille de la première lampe et l'armature fixe I à la plaque de la première lampe, tandis que l'armature fixe II est réunie à une plaque de rang pair.

Pour les courtes ondes, il faut, de toute nécessité, employer un

compensateur construit de telle sorte que la capacité résiduelle entre l'armature mobile et les armatures fixes soit extrêmement réduite, ce qu'on obtient facilement en s'arrangeant pour qu'il existe une distance de plusieurs centimètres entre une armature fixe et l'armature

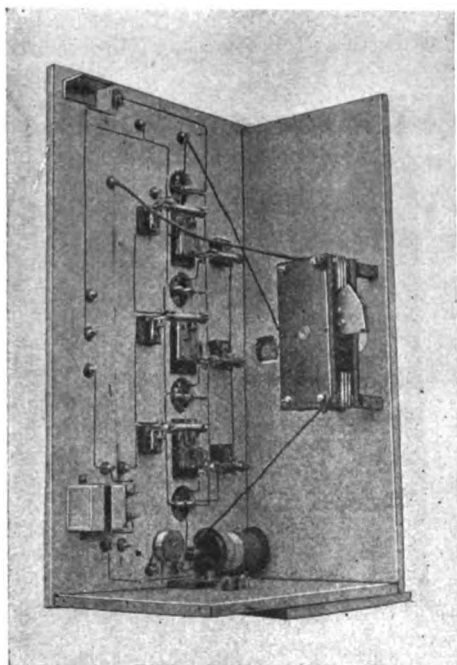


Fig. 4.

mobile, lorsqu'on met le condensateur au minimum. Naturellement, il faut veiller à ce que l'armature mobile se dégage complètement et largement d'une des armatures fixes avant de s'engager dans l'autre. Mais toutes ces précautions ne sont pas encore suffisantes; il faut, aux ondes courtes, déconnecter franchement au moyen d'une large coupure (fig. 7) *ab* la connexion entre la plaque P_1 et l'armature fixe I du compensateur.

En général, on a intérêt à connecter l'armature II du compensateur à la plaque de la dernière lampe de l'amplificateur que nous supposons comporter un nombre pair de lampes (Plaque P_n , puisqu'il y a quatre lampes dans le cas de la figure 7). On intercale dans le circuit plaque de cette lampe un bobinage résistant S_2 qui servira pour la réception des ondes longues et moyennes. Cette self résistante a pour but de permettre de recueillir sur le compensateur une partie

des variations de potentiel de la plaque P_1 , qui, sans ce bobinage résistant, resterait toujours, au point de vue haute fréquence, au potentiel des accumulateurs, c'est-à-dire au potentiel zéro.

Aux courtes ondes, pour tenir compte des différents déphasages qui se produisent dans l'appareil, on a intérêt à remplacer ce bobinage S_2 par une self en fil de cuivre S_1 qui ait une longueur d'onde propre assez courte; cette self n'étant pas gênante aux grandes ondes,

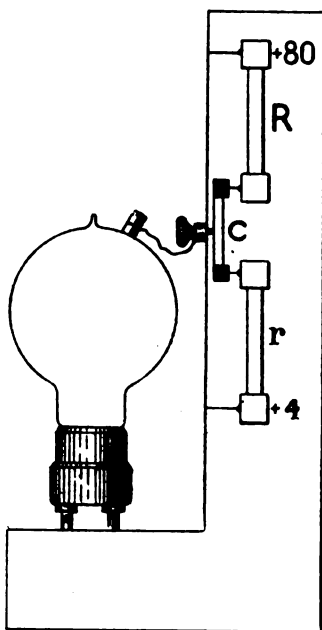


Fig. 5.

on la met en série avec le bobinage S_2 , que l'on court-circuite à volonté au moyen du commutateur *ef*.

6. Influence de la batterie de plaque. — Dans tous les cas, et surtout pour les ondes courtes, on a intérêt à employer des tensions élevées sur les plaques; une batterie de 80 volts représente un minimum; 120 ou 160 volts sont toujours préférables; il faut en outre que la batterie ait une résistance interne minime (moins de 10 ohms); car cette résistance, commune à tous les circuits de plaque, crée des liaisons néfastes.

Une bonne précaution à prendre pour éviter cet effet est de placer aux bornes de la source plaque un gros condensateur (deux microfa-

rads) qui, au point de vue haute fréquence, court-circuite cette résistance parasite.

7. **Résultats.** — Nous avons réalisé, suivant les principes précédents, un amplificateur à quatre lampes ordinaires et un autre à quatre lampes à cornes.

Les résistances de plaque étaient de 80000 ohms, celles de grille

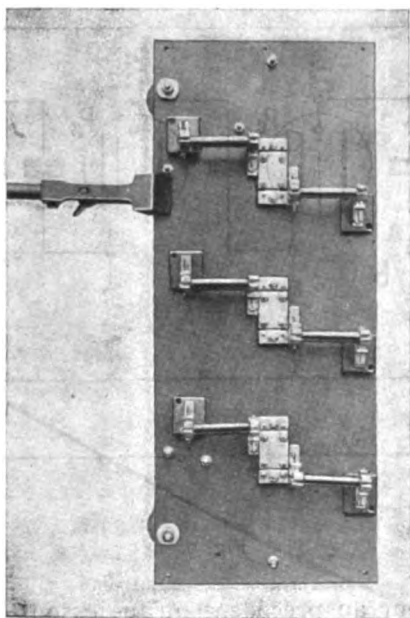


Fig. 6.

de 5 mégohms ; les capacités de liaison étaient de 15 cent millièmes de microfarad.

La self S_1 était constituée par une bobine de 43 mm de diamètre, sur laquelle étaient enroulées 60 spires jointives de fil de 0,25 mm de diamètre isolé au coton (2 couches), constituant un enroulement de 35 mm environ de hauteur.

La self S_2 était constituée par une bobine de 30 mm de diamètre, sur laquelle étaient enroulées 45 spires de fil résistant de 0,1 mm de diamètre isolé par deux couches de soie, présentant une résistance totale de 550 à 600 ohms ; constituant un bobinage de 12 mm environ de hauteur.

L'appareil à lampes ordinaires amplifie toutes les longueurs

d'onde supérieures à 350 mètres. Les commutateurs *ab* et *ef* étant manœuvrés en dessous de 500 à 600 mètres.

A titre d'indications, nous avons reçu en haut-parleur avec cet appareil (qui ne comporte aucune basse fréquence) le concert des P. T. T. sur un cadre de six spires de 70 cm de côté, à l'usine de la Société indépendante de Télégraphie sans Fil de Malakoff. Le même résultat pratique s'obtiendrait dans tout Paris.

L'appareil à lampes à cornes monté suivant les mêmes principes,

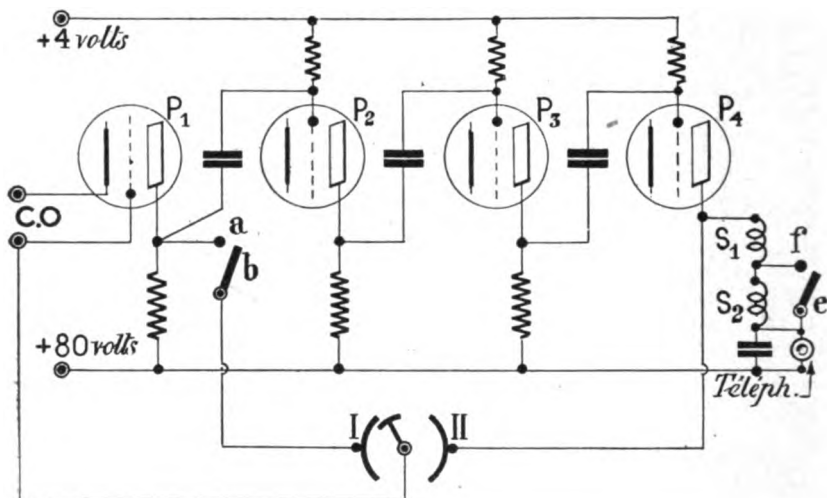


Fig. 7.

ne devient supérieur au précédent qu'au-dessous de 400 mètres et permet encore de bonnes amplifications, tant des amorties que des entretenues, jusqu'à un peu moins de 200 mètres.

On voit par ces indications combien est erronée la tendance actuelle à considérer les amplificateurs à résistances comme inutilisables aux courtes ondes.

Nous n'avons voulu exposer cette fois que l'emploi des amplificateurs n'utilisant que des résistances et capacités pour des liaisons entre lampes. On peut encore améliorer le rendement de ces appareils aux courtes ondes en les compliquant un peu, par exemple en employant des selfs convenables placées soit à la place de certaines des résistances, soit mieux en shunt sur celles-ci.

Cet exposé fera l'objet d'un prochain article.

EXPOSÉ CRITIQUE DES THÉORIES DE LA PROPAGATION

Par L. BOUTHILLON

Ingénieur en chef des Télégraphes.

En ce qui concerne la propagation des ondes électromagnétiques à la surface de la terre, qui constitue le phénomène essentiel utilisé dans les radiocommunications, la théorie a, naturellement, progressé avec la pratique, étudiant successivement les problèmes que se posèrent, à chaque époque, la majorité des techniciens et des expérimentateurs.

Aussi sera-t-il naturel, dans notre exposé, de suivre l'évolution de la télégraphie sans fil elle-même qui se divise, à notre avis, en trois grandes périodes.

Celle du début, allant jusqu'à la fin des expériences de W. Duddell et J.-E. Taylor, en Angleterre; de C. Tissot, en France, soit environ jusqu'en 1906, époque à laquelle semblent définitivement débrouillés les phénomènes essentiels de la propagation des ondes à petite distance.

Une période de transition, empiétant un peu sur la précédente puisqu'elle commence vers 1900 environ, et pendant laquelle la préoccupation dominante a été la recherche des grandes portées, sans la mise en jeu d'aucun principe nouveau, uniquement par l'augmentation de la puissance des transmetteurs et de la sensibilité des récepteurs. Cette période paraît se terminer actuellement, après la mise au point des amplificateurs à lampes et les expériences en vue de la réduction des résistances de terre.

Enfin, les années les plus prochaines paraissent devoir être, avec celles de l'exploitation des résultats acquis précédemment, celles des recherches sur la direction des ondes. L'instrument qui manquait autrefois est maintenant au point : c'est le radiogoniomètre. A la réception, les systèmes de cadres et d'antennes commencent à se répandre; à la transmission, des résultats importants sont acquis pour les petites ondes, et seront probablement étendus prochainement aux ondes longues. Tel est, je crois, le problème capital de l'heure présente.

Aux trois étapes que je viens d'indiquer, correspondent trois époques de la théorie de la propagation.

Dans la première sont débattues les idées fondamentales sur la

propagation à courte distance, idées qui serviront de point de départ pour les travaux de l'époque suivante, où l'on étudiera les phénomènes qui accompagnent la transmission aux grandes distances. Cette deuxième époque paraît actuellement passée, et les esprits sont maintenant orientés principalement vers la considération du chapitre de la théorie de la propagation dont la radiogoniométrie permet l'étude, et dont les deux parties principales traitent du caractère de la vibration qui se propage et de la direction de la propagation.

Je vais reprendre successivement l'étude de ces trois périodes, en notant au passage les résultats de la théorie, en indiquant les approximations faites pour les obtenir, en les confrontant avec l'expérience.

I. — LA PREMIÈRE PÉRIODE.

Les lois de la propagation à courte distance.

A la première période, celle où il s'agissait d'asseoir la théorie des radiocommunications sur des bases solides, d'où elle pût partir dans la bonne direction, pour les développements futurs, sera certainement associé dans l'avenir le nom de *M. A. Blondel*. Dès les débuts de la télégraphie sans fil, certains savants anglais et américains avaient tenté d'établir un lien entre les expériences de Hertz et les phénomènes nouveaux mis en jeu dans les radiocommunications. Mais, quoique les travaux de Hertz fussent tout récents, ou peut-être pour cette raison, ils étaient mal interprétés par la plupart des auteurs, qui représentaient les ondes comme des tores elliptiques de hauteur constante, glissant à la surface de la terre et s'agrandissant seulement en diamètre. C'est *M. Blondel*, qui, en 1898, émit le premier l'idée que l'ébranlement de l'éther, produit par une antenne verticale, peut être représenté sous la forme d'une onde hémisphérique polarisée, les lignes de force électrique étant des méridiens circulaires, et les lignes de force magnétique des circonférences horizontales. Ces idées furent précisées dans une note de 1903 à l'Association française pour l'avancement des sciences, qui établit définitivement la théorie. Les explications de *M. Blondel* durent, d'ailleurs, attendre, pour la consécration expérimentale définitive, que l'appareil de mesure adéquat fût créé, que Duddell eût inventé le thermogalvanomètre et que Tissot eût perfectionné le bolomètre. Les expériences de ces savants confirmèrent pleinement l'exactitude des idées de *M. Blondel*. Il est aujourd'hui admis, d'une façon à peu près unanime, que sa théorie est exacte à petite distance : c'est sur elle, en particulier, qu'est fondée la méthode de mesure actuelle des hauteurs efficaces des antennes.

II. — LA DEUXIÈME PÉRIODE.

Les lois de la propagation à grande distance.

M. Blondel avait lui-même indiqué, à la fin de sa note de 1903, que, pour les grandes distances, il y aurait lieu de compléter sa théorie; qu'il serait nécessaire de tenir compte de trois effets, *celui des propriétés électromagnétiques du sol, celui de la courbure de la terre, celui de l'ionisation de l'atmosphère*. Leur étude remplit la deuxième étape de la théorie, celle où la recherche pratique des grandes portées orientait dans le même sens les préoccupations des théoriciens.

1° L'influence des propriétés électromagnétiques du sol.

Une conséquence importante de la vérification par l'expérience, aux petites distances, des idées de Blondel, était que la théorie de Maxwell s'appliquait aux ondes de télégraphie sans fil. C'était, par conséquent, en la prenant comme point de départ, qu'on devait étudier les divers éléments susceptibles d'influer sur la propagation.

En particulier, quand il s'est agi d'étudier l'influence des propriétés électromagnétiques du sol, Zenneck, puis Sommerfeld ont admis qu'on pouvait assimiler le sol à un semi-conducteur ayant à la fois une perméabilité diélectrique et une résistivité ohmique déterminées.

Le problème de la propagation des ondes le long de la surface de séparation de deux milieux différents, est analogue aux problèmes d'optique dans lesquels on a à utiliser les équations de passage d'un milieu dans un autre, par exemple, les problèmes de réflexion et de réfraction, d'extinction dans les milieux absorbants, etc.

Mais on sait que, dans le cas des ondes lumineuses, ces hypothèses de Maxwell ne suffisent pas pour rendre compte des propriétés des métaux, pour retrouver, par exemple, par le calcul les pouvoirs réflecteurs observés; il faut, dans ce cas, élargir la théorie en tenant compte, non seulement des électrons libres qui rendent le métal conducteur, au sens ohmique, mais aussi des ions liés à la matière. En sera-t-il de même en télégraphie sans fil? Il semble que, jusqu'à nouvel ordre, on soit fondé à ne pas tenir compte de ce dernier effet; c'est, du moins, ce qu'on peut déduire des expériences sur les rayons infrarouges; à mesure que la longueur d'onde croît, l'effet des ions liés à la matière diminue. A peu près nul pour $\gamma = 12 \mu$, il disparaît complètement pour $\gamma = 25 \mu$. Jusqu'à plus ample informé, l'hypothèse la plus vraisemblable est que les ions qui paraissent liés à la matière ne peuvent avoir qu'une influence négligeable sur le phénomène qui nous occupe.

Que les propriétés électromagnétiques du sol jouent un rôle, cela résultait des premières expériences sur la télégraphie sans fil ; par exemple, pour nous en tenir à des mesures précises, W. Duddell et J.-E. Taylor avaient, en 1904, trouvé que pour des ondes de 100 à 150 m de longueur et même pour de petites distances (2 km), l'énergie rayonnée décroissait plus vite que le carré de la distance. Il n'y avait, d'ailleurs, pas besoin de réfléchir longtemps pour se rendre compte que le sol, mauvais conducteur, devait absorber une partie de l'énergie émise.

Mais le problème était plus difficile, de trouver les lois exactes de cette absorption d'énergie. Aussi, le cas général de la propagation des ondes émises par un oscillateur vertical placé à la limite des deux milieux terre et air, ne fut-il abordé qu'assez tard ; les premières études qui préparèrent la voie, s'occupèrent de questions plus simples ; on supposa, d'abord, les ondes planes. On utilisa les résultats connus sur la distribution du courant alternatif dans les plaques, et on les étendit au cas des ondes amorties. L'influence de la constante diélectrique, négligée dans ces travaux, fut ensuite étudiée par Zenneck. Enfin, dans un très beau mémoire, Sommerfeld étudia le cas d'ondes divergeant à partir d'un oscillateur.

Premiers travaux. — Les premiers résultats utilisés furent ceux de J.-J. Thomson sur la distribution des courants alternatifs dans les lames minces. Il n'y avait qu'à augmenter indéfiniment l'épaisseur de la lame et à représenter le sol par celle-ci pour obtenir un premier résultat intéressant.

L'intensité du courant, que nous supposons parallèle à la surface, décroît, à mesure qu'on s'enfonce dans le sol conducteur, comme

$$I = I_0 e^{-\gamma z}$$

avec

$$\gamma = \sqrt{2\pi\mu c\omega}$$

c'est-à-dire d'autant plus vite que la perméabilité, la conductibilité et la fréquence sont plus grandes. Le conducteur a une résistance finie : un prisme de conducteur perpendiculaire à la surface et ayant pour section un carré de côté unité, a pour résistance

$$\mathcal{R} = \sqrt{\frac{2\pi\mu\omega}{c}}$$

valeur d'autant plus grande que la perméabilité, la fréquence et la résistivité sont plus grandes.

Il est inutile d'insister sur ces résultats, qui sont bien connus.

La théorie précédente a été élargie par M. Brylinski en 1906. Il a trouvé que, si le courant est amorti, les phénomènes ont encore l'allure générale que nous avons indiquée, mais la répartition dans le sol est plus compliquée; l'amplitude ne décroît pas constamment à mesure qu'on s'éloigne de la surface, elle oscille autour d'une valeur constamment décroissante; la résistance d'un prisme de conducteur est plus grande que dans le cas des ondes entretenues.

La théorie de J. Zenneck. — Les travaux que je viens d'analyser prêtent à l'objection suivante : ils supposent nulles les *perméabilités diélectriques* du sol et de l'air; ils négligent, en d'autres termes, les courants de déplacement, non seulement dans le sol, mais dans l'air. A nous, radiotélégraphistes, qui vivons des courants de déplacement, le reproche peut paraître assez grave.

Les perméabilités diélectriques furent considérées, pour la première fois, en 1907, par J. Zenneck, qui supposa les deux milieux, terre et air, analogues aux semi-conducteurs de la théorie de Maxwell, c'est-à-dire doués à la fois d'une perméabilité diélectrique et d'une

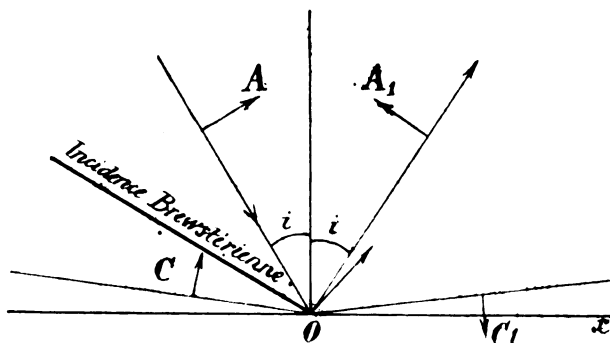


Fig. 1.

conductibilité finies; nous avons vu ci-dessus qu'en l'état actuel de nos connaissances, cette hypothèse est la plus fondée.

Certains des résultats de Zenneck ont, tout d'abord, surpris. Il semble qu'ils eussent paru beaucoup plus naturels si, au lieu d'être présentés comme la conclusion d'un pur calcul, ils avaient été obtenus par des considérations physiques.

Réfléchissons, en effet, sur certains phénomènes d'optique, bien connus, d'ailleurs.

Considérons, en optique, un rayon polarisé dans un plan perpendiculaire au plan d'incidence (force électrique dans le plan d'incidence),

et arrivant obliquement à la surface de séparation de deux milieux transparents (ou ce qui revient au même, diélectriques). Il se divise en deux rayons, l'un, réfléchi, qui se propage dans le premier milieu, et fait avec la verticale un angle égal à l'angle d'incidence; l'autre, réfracté, qui se propage dans le deuxième milieu. Considérons le rayon réfléchi (fig. 1). Tant que l'angle d'incidence i est suffisamment petit, les champs électriques, incident et réfléchi, peuvent être représentés

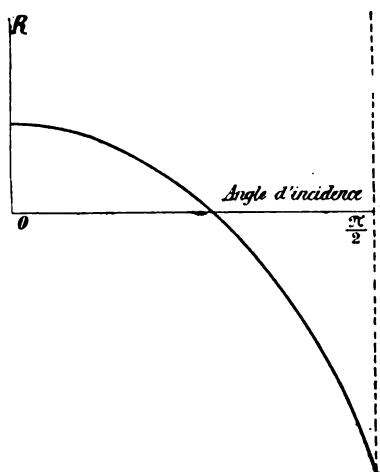


fig. 2.

par des vecteurs en phase et dirigés comme A et A_r . A mesure que l'angle d'incidence augmente, l'amplitude du rayon réfléchi diminue (fig. 2).

Elle passe par zéro pour un angle i_0 (appelé angle d'incidence Brewstérienne) tel que

$$\operatorname{tg} i_0 = n$$

avec

$$n = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}}$$

ϵ_2 et ϵ_1 étant les perméabilités diélectriques des deux milieux), puis recommence à augmenter et atteint la valeur 1 pour l'incidence rasante ($i = \frac{\pi}{2}$). En s'annulant, la force électrique change de sens.

Elle est représentée après l'extinction par un vecteur C_1 . Ce résultat a paru étonnant à un certain nombre d'auteurs. On lit, par exemple, dans un traité de physique récent et réputé, qu'on ne comprend pas comment il y a une discontinuité entre le cas où il

n'y a aucune réflexion et le cas de l'incidence rasante où, d'après ce que nous avons vu, la force électrique dans le plan de séparation doit être nulle, les forces électriques incidente et réfléchie étant, à tout instant, égales et de signes contraires.

La contradiction me paraît facile à lever: c'est que dans le cas où il n'y a plus réflexion du tout, ou, pour parler d'une façon précise, celui où les ondes se propagent à la surface des deux milieux, n'est pas la limite de l'incidence rasante; c'est le cas de l'incidence Brewstérienne; le rayon incident, n'étant pas modifié par un rayon réfléchi, se propage alors sans modification à la surface des deux milieux. On le voit d'ailleurs d'une façon plus précise en écrivant les équations de passage pour une onde qui se propage dans le sens Ox . (Le plan de séparation des deux milieux étant le plan de xy), c'est-à-dire telle que la force électrique soit de la forme :

$$e^{i\pi x}$$

En écrivant que la projection de la force électrique sur le plan de séparation ne change pas quand on passe d'un milieu à un autre, et que les composantes normales de l'induction électrique ne changent pas non plus, on constate qu'alors la force électrique doit être inclinée dans le sens de la propagation d'un angle tel que

$$\frac{E_z}{E_x} = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}.$$

Cet angle est précisément celui de l'incidence Brewstérienne. Dire incidence rasante ou propagation parallèle au plan de séparation n'est donc pas dire la même chose, et il n'est pas étonnant qu'il n'y ait pas continuité. Dire propagation parallèle au plan de séparation, c'est dire incidence Brewstérienne; et l'on arrive bien au même résultat, soit en partant des lois de la réfraction, soit en étudiant directement le problème de la propagation.

Nous avons supposé dans ce qui précède les deux milieux transparents (ou diélectriques). On trouve dans tous les traités de physique le moyen de passer facilement au cas des semi-conducteurs. Il suffit de remplacer les indices réels n_1 , n_2 par des indices imaginaires ayant les valeurs suivantes :

$$n_1 = \sqrt{\varepsilon_1 - j \cdot \frac{4\pi c_1}{\omega}}$$

$$n_2 = \sqrt{\varepsilon_2 - j \cdot \frac{4\pi c_2}{\omega}}$$

$$\frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{\epsilon_2 - j \cdot \frac{4\pi c_2}{\omega}}{\epsilon_1 - j \cdot \frac{4\pi c_1}{\omega}}}$$

et de remplacer les vibrations étudiées par les imaginaires correspondantes.

L'équation de Descartes

$$\sin i = \frac{n_2}{n_1} \sin r$$

devient une équation imaginaire — l'un au moins de r ou i est imaginaire.

Pour l'incidence Brewstérienne ou pour la propagation à la surface des deux milieux, caractérisée par un rayon réfléchi d'intensité égale à zéro, ou un rayon réfracté perpendiculaire au rayon incident, on a :

$$i + r = 0$$

i et r sont imaginaires, mais perpendiculaires l'un sur l'autre. On a d'ailleurs, pour la tangente de l'angle d'incidence de la force électrique

$$\operatorname{tg} i = \frac{[E_z]}{[E_x]} = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{\epsilon_2 - j \cdot \frac{4\pi c_2}{\omega}}{\epsilon_1 - j \cdot \frac{4\pi c_1}{\omega}}}$$

Si l'un des milieux est l'air

$$c_1 = 0$$

$$\begin{aligned} \frac{[E_z]}{[E_x]} &= \sqrt{\frac{\epsilon_2 - j \cdot \frac{4\pi c_2}{\omega}}{\epsilon_1}} \\ &= \sqrt{\frac{(\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1})^2 + (\frac{4\pi c_2}{\epsilon_1 \omega})^2}{\epsilon_1}} e^{-j\varphi_1} \end{aligned}$$

avec

$$\operatorname{tg} 2\varphi_1 = \frac{4\pi c_2}{\epsilon_2 \omega}$$

Dire que le module de $\frac{[E_z]}{[E_x]}$ est différent de l'unité, c'est dire que la force électrique est inclinée. Dire que φ_1 est positif, c'est dire que l'inclinaison est dans le sens de la propagation. Dire que φ_1 est différent de zéro, c'est dire que les deux composantes ne sont pas

maxima en même temps, autrement dit, que le champ n'est pas dans une direction fixe : c'est un champ polarisé elliptiquement dans un plan vertical parallèle à la direction de la propagation.

Comme la théorie de J.-J. Thomson, celle de Zenneck aboutit à cette conclusion d'ensemble que, dans le conducteur, la *force électrique diminue d'intensité à mesure qu'on s'éloigne de la surface*. Pour les grandes conductibilités, par exemple, pour l'eau de mer (conductibilité 10^{-11} , constante diélectrique $\frac{80}{9 \cdot 10^{20}}$), on retombe sur la formule trouvée plus haut dans le cas où l'on néglige les courants de déplacement. Le coefficient d'atténuation est proportionnel à la racine carrée de la conductibilité et inversement proportionnel à la racine carrée de la longueur d'onde.

Pour l'eau de mer, l'amplitude est réduite dans le rapport $\frac{1}{e}$ à la profondeur de 50 centimètres environ pour l'onde de 300 m;
à la profondeur de 1,60 mètre — — 3000 m;
à la profondeur de 5 mètres — — 30000 m.

Si l'on considère des sols de moins en moins conducteurs, l'influence de la longueur d'onde devient moins considérable. Pour du sable très sec, par exemple :

$$\left(\varepsilon = 10^{-16} \quad \varepsilon = \frac{2}{9 \cdot 10^{20}} \right)$$

la profondeur de pénétration est à peu près indépendante de la longueur d'onde.

La présence d'un courant à l'intérieur du sol entraîne une absorption d'énergie qui se traduit à son tour par une *décroissance de l'intensité des champs électrique et magnétique pendant la propagation*.

Le calcul montre :

1° Que, la constante diélectrique étant donnée, l'absorption est maximum pour une valeur donnée de la conductibilité;

2° La constante diélectrique a une très grande influence sur l'absorption, celle-ci étant d'autant moindre que la constante diélectrique est plus élevée;

3° Pour un sol très conducteur et doué d'un pouvoir diélectrique élevé (eau de mer, sol conducteur), le coefficient b d'absorption le long du sol de la formule e^{-bx} est à peu près proportionnel au carré de la longueur d'onde. Il y a donc intérêt à augmenter la longueur d'onde.

Si l'on met en chiffres, on trouve ceux du tableau n° 1.

TABLEAU N° 1

	Distance pour la réduction dans le rapport $\frac{1}{e}$ kilomètres.	
	$\lambda = 300 \text{ m}$	$\lambda = 3\,000 \text{ m}$
Eau de mer	1 800	180 000
Sol humide	18	1 800
$\left(\epsilon_s = \frac{5}{9 \cdot 10^{10}} \quad c_s = 10^{-13}\right)$		

Pour un sol très peu conducteur et doué d'un pouvoir inducteur spécifique petit, l'absorption est très marquée, et la variation de la longueur d'onde n'a que peu d'effet.

Tels sont les résultats pratiques des calculs de Zenneck. Je n'ai pas craint d'insister un peu parce qu'ils peuvent être obtenus d'une façon très simple et que nous les retrouverons en partie dans les conclusions de l'étude plus complète de Sommerfeld.

Au point de vue théorique, il est intéressant de retenir que nous avons trouvé un type d'ondes polarisées elliptiquement, dans le plan vertical parallèle à la direction de la propagation, et non plus uniquement, comme en optique, des vibrations perpendiculaires à la direction de la propagation.

La théorie de A. Sommerfeld. — Le stade définitif de la théorie de la propagation à la surface de deux milieux, autant qu'on peut actuellement prévoir, a été atteint avec Sommerfeld. On suppose un excitateur de révolution dont le plan équatorial se confond avec la surface de séparation, supposée plane, des deux milieux terre et air.

Sommerfeld part de ce résultat de Hertz, que tout champ électromagnétique de révolution peut se déduire d'une fonction Π par les équations suivantes :

$$M_x = -\frac{\partial \Pi}{\partial y} \quad M_y = +\frac{\partial \Pi}{\partial x} \quad M_z = 0$$

$$E_x = \frac{j\omega}{\kappa^2} \frac{\partial^2 \Pi}{\partial x \partial z} \quad E_y = \frac{j\omega}{\kappa^2} \frac{\partial^2 \Pi}{\partial y \partial z} \quad E_z = -\frac{j\omega}{\kappa^2} \left(\frac{\partial^2 \Pi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Pi}{\partial y^2} \right)$$

avec

$$\kappa^2 = \epsilon \omega^2 + j\omega c \cdot 4\pi$$

La fonction Π est une solution de l'équation différentielle

$$\Delta \Pi + \xi^2 \Pi = 0$$

$$\xi^2 = \mu \kappa^2.$$

avec

Le problème revient à chercher une solution de l'équation précédente satisfaisant aux conditions aux limites, qui sont que les composantes horizontales des forces électrique et magnétique ne doivent éprouver aucune discontinuité quand on passe d'un milieu dans un autre.

La solution s'obtient aisément en remarquant que

$$C_1 J(\lambda r) e^{\sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2} z}$$

où J est une fonction de Bessel, est une solution de l'équation différentielle, et en cherchant à calculer deux fonctions $\varphi_1(\lambda)$, $\varphi_2(\lambda)$ telles que si l'on pose dans le premier milieu

$$(z > 0) \quad \Pi_1 = \int_0^\infty \varphi_1(\lambda) J(\lambda r) e^{-\sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2} z} d\lambda$$

et dans le deuxième milieu

$$(z < 0) \quad \Pi_2 = \int_0^\infty \varphi_2(\lambda) J(\lambda r) e^{\sqrt{\lambda^2 - \xi_2^2} z} d\lambda$$

telles que les conditions aux limites soient vérifiées. On trouve aisément qu'il faut, pour cela, écrire

$$\begin{cases} (z > 0) & \Pi_1 = \int_0^\infty M J(\lambda r) e^{-\sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2} z} \lambda d\lambda \\ (z < 0) & \Pi_2 = \int_0^\infty M J(\lambda r) e^{+\sqrt{\lambda^2 - \xi_2^2} z} \lambda d\lambda \end{cases}$$

avec

$$M = \frac{x_1^2 + x_2^2}{x_1^2 \sqrt{\lambda^2 - \xi_2^2} + x_2^2 \sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2}}.$$

La discussion est beaucoup plus complexe que le calcul de la solution. ξ_1 et ξ_2 étant imaginaires, l'intégration doit se faire dans le plan complexe.

$\sqrt{\lambda^2 - \xi^2}$ devant avoir constamment le signe de sa partie réelle, il s'ensuit qu'on ne peut pas faire couper par le chemin d'intégration les lignes qui correspondent à $\sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2}$, $\sqrt{\lambda^2 - \xi_2^2}$ purement imaginaires, de sorte que celui-ci doit contourner les lignes $\sqrt{\lambda^2 - \xi_1^2} = xj$ et $\sqrt{\lambda^2 - \xi_2^2} = yj$ et d'autre part le point s tel que

$$s = \sqrt{\frac{\xi_1^2 \xi_2^2}{\xi_1^2 + \xi_2^2}},$$

M devenant infini en ce point.

La discussion est rendue plus facile si l'on substitue à la fonction J , qui devient infinie aussi bien pour les valeurs positives que pour les

valeurs négatives de l'argument, les deux fonctions H de Hankel, qui satisfont à la condition

$$J(\lambda r) = \frac{1}{2} \left[H_1(\lambda r) + H_2(\lambda r) \right]$$

l'une de ces fonctions s'annulant à l'infini dans le premier quadrant du plan complexe, tandis que la deuxième s'annule dans le quatrième quadrant.

On intégrera la première fonction dans le premier quadrant, la deuxième dans le quatrième. En poursuivant la discussion, on s'aper-

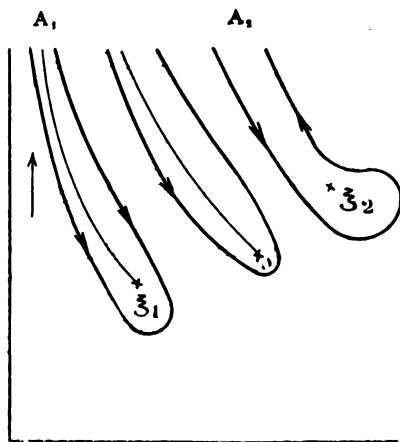


Fig. 3.

çoit que, pour Π_1 et Π_2 , les intégrales relatives à la deuxième fonction sont nulles; que les intégrales relatives à la première se réduisent à trois parties, l'intégrale prise autour du pôle et les intégrales prises autour des lignes de coupures $A_1 \xi_1$, $A_2 \xi_2$.

Aux intégrales prises autour du pôle s correspondent pour Π_1 et Π_2 des termes qui sont à grande distance, de la forme

$$P_1 = C_1 e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{2\pi}{sr}} e^{jsr - \sqrt{s^2 - \xi_1^2} z} \quad z > 0$$

$$P_2 = C_2 e^{j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\frac{2\pi}{sr}} e^{jsr + \sqrt{s^2 - \xi_2^2} z} \quad z < 0$$

C'est exactement la forme trouvée par Zenneck. Ces expressions montrent que P_1 et P_2 sont des ondes dont la propagation ne dépend que de s et par conséquent des constantes des deux milieux. Par suite de la présence du facteur exponentiel, ces ondes sont concentrées aux

environs de la surface et ont par conséquent le caractère d'ondes superficielles. Elles diminuent quand z augmente, et, si ϵ_2 est grand, plus rapidement dans le milieu 2 que dans le milieu 1. Quand la distance r est grande, l'amplitude décroît comme $\frac{1}{\sqrt{r}}$.

Si l'on cherche maintenant les intégrales correspondant aux lignes de coupure, on trouve dans le milieu (1)

pour la première coupure et le premier milieu $Q_1^1 = \frac{C_2^1 e^{j \xi_1 r}}{r^2}$

pour la deuxième coupure et le deuxième milieu $Q_2^2 = \frac{C_1^2 e^{j \xi_2 r}}{r^2}$.

On reconnaît dans ces expressions des ondes d'espace se propageant respectivement dans les milieux 1 et 2.

On a ensuite

pour la deuxième coupure et le premier milieu $Q_1^2 = \frac{C_1^2}{r^2} e^{j \xi_1 r + \sqrt{\xi_1^2 - \xi_2^2} z}$

pour la première coupure et le deuxième milieu $Q_2^1 = \frac{C_2^1}{r^2} e^{j \xi_2 r - \sqrt{\xi_2^2 - \xi_1^2} z}$.

Toutes ces ondes décroissent comme $\frac{1}{r^2}$. Elles deviennent donc de moins en moins importantes par rapport aux ondes superficielles quand la distance augmente.

Toutes ces solutions ne s'appliquent qu'aux points du champ éloignés de la source. Pour les faibles distances, Sommerfeld a mis la solution sous la forme suivante :

$$H_1 = (u - jv) \frac{e^{-j \xi_1 r}}{r}$$

avec

$$u = 1 - \frac{2}{1} x^2 + \frac{2 \cdot 2}{1 \cdot 3} x^4 - \frac{2 \cdot 2 \cdot 2}{1 \cdot 3 \cdot 5} x^6 + \dots$$

$$v = \sqrt{\pi} x \left(1 - \frac{x^2}{1} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} \right)$$

avec

$$|x^2| = \rho = \left| \frac{\xi_1^2}{\xi_2^2} \frac{\xi_1^2}{\xi_2^2} - \frac{\xi_2^2}{\xi_1^2} \frac{\xi_1}{2} \right| r$$

ρ est d'autant plus grand, pour une même distance réelle, que la conductibilité du sol et sa constante diélectrique sont plus grandes, et que la longueur d'onde est plus petite. ρ est la « distance numérique ».

On a, par exemple, pour $r=2500$ kilomètres et pour différents sols et différentes longueurs d'ondes, les distances numériques données par le tableau n° 2 :

TABLEAU N° 2
Distances numériques
(kilomètres)

				Unités CGS électrostatiques		
				$\frac{C_s}{\Omega^2}$	ε	ρ
Eau de mer	{	$\lambda = 2$ km		10^{-11}	80	$\frac{1}{30}$
		$\lambda = 0,5$ km		10^{-11}	80	$\frac{1}{2}$
		$\lambda = 0,33$ km		10^{-11}	80	1
		$\lambda = 0,2$ km		10^{-11}	80	3
Eau douce		$\lambda = 2$ km		10^{-14}	80	30
Sol humide		$\lambda = 2$ km		$6 \cdot 10^{-14}$	10	6,5
Sol sec		$\lambda = 2$ km		10^{-15}	4	300

Pour de très faibles distances numériques. (Jusqu'à $r=20000$ km pour l'eau de mer, jusqu'à $r=2$ km pour l'eau douce, et pour la longueur d'onde de 2 km), le seul terme à considérer est le premier terme du développement en série. (Ondes d'espace prépondérantes). Ensuite, l'onde superficielle devient prédominante ($0,2 < \rho < 2,2$). Enfin, les ondes d'espace prédominent à nouveau.

Le calcul de Sommerfeld peut être étendu au cas où l'on tient compte de la *courbure de la terre*. Mais il est facile de se rendre compte immédiatement que l'effet ne peut être que de modifier, en faveur des ondes superficielles, l'importance de celles-ci relativement aux ondes d'espace, en agrandissant, dans le sens des petites, aussi bien que des grandes valeurs de ρ , le domaine dans lequel les ondes de surface sont prépondérantes. Il ne serait pas invraisemblable de supposer que la courbure de la terre a pour effet de supprimer complètement le domaine dans lequel les ondes d'espace, après avoir été moins importantes que les ondes superficielles, deviennent à nouveau prépondérantes.

Avec Sommerfeld, on peut admettre que la propagation à la surface de deux milieux plans indéfinis est complètement et définitivement étudiée.

Un résultat important de la théorie est qu'on peut, au point de

vue de la propagation, *assimiler la mer à un conducteur parfait* tant qu'il s'agit d'ondes longues : et c'est là, évidemment, un fait intéressant, qui permettra de simplifier quand, dans l'avenir, on s'occupera des autres influences. Un autre résultat, c'est qu'il faudra tenir compte non seulement de la conductibilité, mais de la *constante diélectrique* quand on étudiera la propagation le long de sols de constitutions diverses. Et la présence d'une constante diélectrique élevée est susceptible d'améliorer la propagation.

(A suivre.)

L. BOUTHILLON.

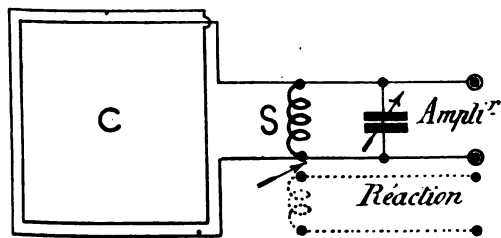
Comment recevoir les P. T. T. et la Tour Eiffel sur le même cadre.

Par M. GOIZET

Il est, en général, recommandé pour recevoir l'émission des P. T. T. d'utiliser un cadre à petit nombre de spires (8 à 10). Ce mode de réception nécessite l'emploi d'un second cadre comportant plus de spires pour les concerts de la Tour ou de Radiola.

D'autre part, on pourrait penser mettre sur un cadre de ce dernier type, une prise à la huitième spire et isoler les autres pour éviter les bouts morts. Mais, malgré cette dernière précaution, la présence immédiate des 40 ou 50 spires inutilisées sera d'un effet désastreux. Ceux qui possèdent un cadre de 8 spires s'en rendront compte immédiatement : il leur suffira, pendant qu'ils font de l'écoute avec leur cadre pour petites longueurs d'onde, d'en approcher celui qui leur sert pour les plus grandes ; l'étouffement de la réception serait considérable.

En prenant le problème à rebours, on pourrait se servir pour les ondes supérieures d'un cadre de quelques spires auquel on ajouterait



en série une self appropriée. Mais on perdrait ainsi l'avantage du nombre de spires, qui intervient dans l'intensité de la réception.

Il semble donc nécessaire pour avoir une

bonne réception des différentes émissions de la région parisienne, d'utiliser deux cadres indépendants, ce qui complique, augmente les frais et l'encombrement.

Que ceux qui ont entre leurs mains un cadre pour la Tour se rassurent. Il peut très bien leur servir pour écouter les concerts des P. T. T., au moyen d'un petit artifice très simple.

On sait qu'on peut combiner deux ou plusieurs selfs en parallèle, c'est-à-dire réunir entre elles les extrémités situées d'un même côté. La loi qui donne la valeur de la self résultante L est la même que pour l'association des résistances (en supposant leur induction mutuelle nulle) :

$$(1) \quad \frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots$$

où $L_1, L_2, L_3, \dots$ sont les valeurs des selfs composantes.

On remarque de suite que si les différentes valeurs $L_2, L_3, \dots$ sont très grandes vis-à-vis de L_1 par exemple, on peut négliger les termes

$\frac{1}{L_2}, \frac{1}{L_3}$ et la self du système est voisine de L_1

$$(2) \quad L \cong L_1.$$

Prenons par exemple : 1° un cadre C pour FL qui fait environ 3 millihenrys et donne 2600 m avec environ 0,6 m μ f et 1750 m avec 0,3 m μ f; 2° une petite self S de 0,15 millihenry. Mettons-les en parallèle, la self totale deviendra :

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} = \frac{0,15 \times 3}{3,15} = 0,14.$$

La self de l'ensemble cadre-galette sera très bonne pour recevoir les P. T. T. avec moins de 0,5 m μ f.

Ce mode de couplage d'un cadre avec une galette n'a rien de nouveau. C'est, en particulier, celui que M. E.-H. Armstrong avait employé lors de la conférence du 14 novembre dernier. Mais le cadre n'avait que 5 spires et la galette était seulement destinée à permettre le couplage du circuit oscillant avec le circuit plaque, sans augmenter la self de l'ensemble qui devait être faible pour la longueur d'onde employée. Un nombre de spires suffisant pouvait ainsi être conservé. Ce montage a été préconisé par M. Clavier, dans sa conférence à l'École des Postes et Télégraphes, le 24 février dernier. Il est particulièrement intéressant de constater que le cadre peut très bien avoir un grand nombre de tours et permettre, par une manœuvre des plus simples, la réception de la Tour Eiffel, de Radiola et des P. T. T.

Voici d'ailleurs quelques données pratiques :

Cadre : Hexagonal 0 m 50 de côté ; 50 spires espacées de 2 mm, fil 9/10.

Galette : Nid d'abeille 50 spires ou toile d'araignée de 50 spires,

fil 3/10, une couche coton, sept encoches venant à 2 cm du centre ou toute autre self de valeur approchante.

Comparativement avec un cadre de mêmes dimensions, bobiné à 8 spires espacées de 15 mm, la réception des P. T. T. a paru aussi bonne.

On aurait pu croire qu'un cadre dont la longueur d'onde propre est grande, ne peut pas convenir pour la réception d'ondes relativement courtes. L'expérience montre le contraire. On a là quelque chose d'analogue au montage du genre Reinartz sur antenne désaccordée mais tandis que celui-ci affaiblit la réception, le montage indiqué donne la même intensité qu'un cadre accordé de même surface.

LES ESSAIS TRANSATLANTIQUES

Le poste d'émission de M. Deloy ⁽¹⁾

Le poste d'émission de M. Léon Deloy 8 AB est le seul poste d'amateur français qui ait été entendu en Amérique au cours des essais transatlantiques de 1922. Mais il a été particulièrement bien entendu, avec son mot de code Aludo et régulièrement lisible pendant une heure.

La figure 1 en donne le schéma de principe et la figure 2 les détails de construction.

Voici la description des divers éléments constitutifs du poste. (Les numéros renvoient à la figure 2.)

N° 1. Antenne. Elle est formée de trois prismes à huit fils de 20 mètres de longueur, avec descentes de 20 mètres, également en prismes. Le diamètre des prismes de l'antenne est de quatre mètres à leur extrémité libre et de deux mètres à leur point d'attache commun; ce sont donc, en réalité, des troncs de pyramide octogonale, plutôt que des prismes. Ils rayonnent en demi-parapluie autour de leur point d'attache et sont réunis au poste chacun par une descente indépendante. Les trois descentes parallèles sont des prismes de 20 centimètres de diamètre. Les 24 brins de l'antenne ne sont réunis qu'à leur point de connexion aux appareils. Chaque brin est un câble de huit fils de cuivre émail de 6/10, ainsi constitué dans le but de diminuer autant que possible « l'effet pelliculaire » par l'augmentation de la surface. Les isolateurs aux extrémités de l'antenne sont composés de deux chainettes de trois maillons Vedovelli et d'un « tibia » d'ébonite. Les extrémités libres de l'antenne sont supportées par trois mâts de 25 mètres; le support commun des trois prismes est un mât de dix mètres placé sur le toit de la maison qui est lui-même à 25 mètres au-dessus du sol. Tous les haubans des mâts sont coupés par des isola-

(1) Communication du Comité français des Essais Transatlantiques.

teurs Vedovelli, de façon qu'aucune section de câble métallique n'ait plus de dix mètres de longueur.

N° 2. Ampèremètre thermique Chauvin et Arnoux donnant sa déviation totale pour 5 ampères.

N° 3. Condensateur d'antenne, destiné à ramener à 195 mètres la longueur d'onde du circuit antenne-terre. La fondamentale de l'antenne est d'environ 200 mètres et la self de couplage introduite porte cette longueur d'onde à environ 250 mètres. Ce condensateur est formé de plaques photographiques 13×18 , employées en double. Les armatures sont en feuilles de clinquant 9×14 . Toutes les feuilles d'une des armatures sont réunies entre elles; celles de l'autre armature sont séparées, de façon que l'on puisse en prendre un nombre quelconque et faire ainsi varier la capacité.

Les meilleurs résultats ont été obtenus, en pratique, en connectant l'antenne à une feuille de l'armature libre et la self à une autre feuille de cette même armature. On avait donc, en réalité, deux condensateurs en série.

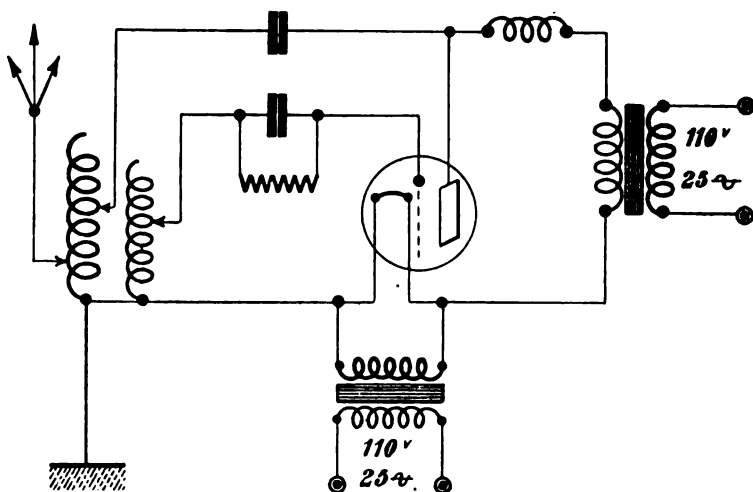


Fig. 1.

N° 4. Bobine comprenant 29 spires de 20 centimètres de diamètre intérieur, en tube de cuivre de 6 millimètres, espacés d'un centimètre environ.

N° 5. Réseau de 12 fils (quatre sous chaque prisme) installé vers le milieu des essais avec l'intention de l'utiliser comme contrepoids. Les conditions locales étant extrêmement défavorables, la pratique a démontré que le meilleur emploi à faire de ce réseau était de le mettre purement et simplement à la terre, ce qui fit gagner un à deux dixièmes d'ampère dans l'antenne.

N° 6. Prise de terre, comprenant les tuyaux d'eau, de gaz et de chauffage central, ainsi que les gouttières métalliques et la descente du paratonnerre, auxquels ont été ajoutés 80 mètres environ de treillage métal-

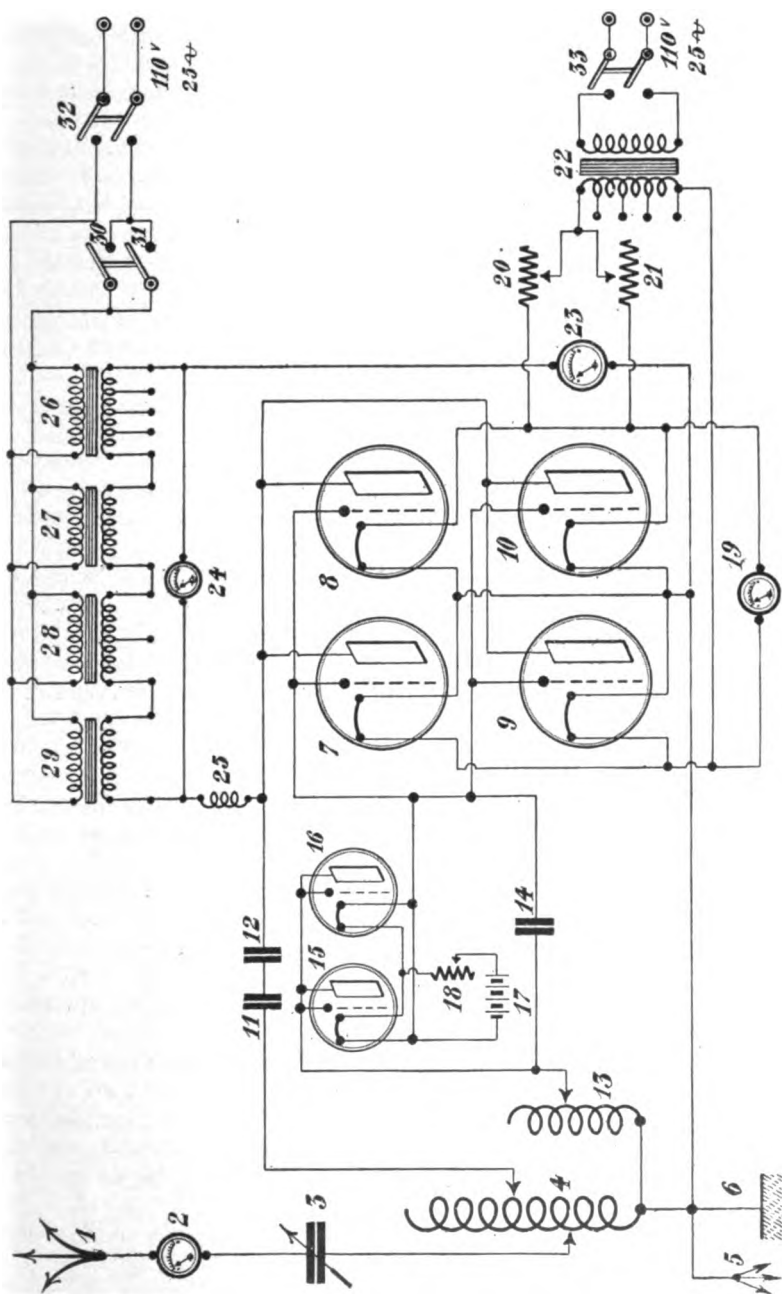


Fig. 2.

lique enterré sous les différents prismes de l'antenne, le tout réuni par du ruban de cuivre de 3 centimètres de largeur.

N^{os} 7, 8, 9 et 10. Lampes S.I.F., modèle B, de 250 watts. Il faut noter, à la louange de la Société Indépendante de Télégraphie sans fil, la rapidité avec laquelle ces lampes sont parvenues à M. Deloy. Commandées par télégramme le 13 décembre, elles étaient entre ses mains le 16, grâce à une expédition par exprès.

N^{os} 11 et 12. Condensateurs montés en série, pour résister à la haute tension, et destinés à laisser passer la haute fréquence en isolant la haute tension. Chacun de ces condensateurs est constitué par des plaques photographiques 18×24 et par deux armatures composées chacune de 20 feuilles de clinquant 16×22 .

N^o 13. Bobine couissant à l'intérieur de la bobine N^o 4 et constituée par 20 spires de 16 centimètres de diamètre en fil de bronze de 2 millimètres, espacées d'un centimètre.

N^o 14. Condensateur de grille construit comme le condensateur d'antenne, mais en plaques photographiques 9×12 . Quatre des plaques de l'armature libre étaient utilisées.

N^{os} 15 et 16. Lampes S.I.F. et « Métal » de 50 watts servant de résistance de grille réglable (par variation du chauffage des filaments).

N^o 17. Batterie d'accumulateurs de 8 volts.

N^o 18. Rhéostat réglable de 4,5 ohms pour 4,5 ampères, de la Manufacture d'Appareillage électrique spécial, de Trévoux.

N^o 19. Voltmètre Chauvin et Arnoux donnant sa déviation maximum pour 20 volts. Il aurait été évidemment préférable que les filaments des quatre lampes soient alimentés en parallèle, chacun avec son rhéostat et son voltmètre, mais le montage employé est le plus pratique de ceux que permettaient les appareils disponibles.

N^{os} 20 et 21. Rhéostats réglables de 3 ohms pour 10 ampères, de la Manufacture d'Appareillage électrique spécial, de Trévoux, montés en parallèle pour supporter les 15 ampères nécessaires à l'alimentation des filaments des lampes.

N^o 22. Transformateur Ferrix, abaissant à 12 volts la tension du secteur 110 volts 25 périodes. Les prises intermédiaires indiquées au secondaire permettent de diviser éventuellement cette tension de 12 volts par fractions de 3 volts.

N^o 23. Milliampèremètre Chauvin et Arnoux donnant sa déviation maximum pour 500 milliampères.

N^o 24. Electromètre aperiodique Chauvin et Arnoux donnant sa déviation maximum pour 5000 volts.

N^o 25. Bobine de choc destinée à empêcher les retours de haute fréquence aux transformateurs. Elle est constituée par un solénoïde de 11 centimètres de diamètre et de 27 centimètres de longueur, en fil isolé de 5/10.

N^o 26. Transformateur Ferrix 110-1000 volts, par fractions de 250 volts.

N^o 27. Transformateur Ferrix, 110-1000 volts.

N^o 28. Transformateur Ferrix, 110-2000 volts, par fractions de 1000 volts.

N^o 29. Transformateur Ferrix, 110-1000 volts. Si des transformateurs aussi nombreux sont employés avec leurs primaires en parallèle et leurs

secondaires en série, au lieu d'un transformateur unique, c'est que 8 AB a commencé par être un tout petit poste, où 250 volts semblaient une très haute tension de plaque, pour arriver graduellement à un kilowatt, avec 5000 volts sur les plaques.

Au sujet de ces transformateurs, M. Léon Deloy tient à exprimer ses plus vifs remerciements à la maison Ferrix, qui, grâce à la rapidité exceptionnelle de sa fabrication, lui a permis de mener à bien les essais de transmission transatlantique. Vers le milieu des essais, et malgré tous ses efforts pour arriver à obtenir un bon rendement de ses quatre lampes (dont le montage n'avait été terminé que le premier jour des essais), M. Deloy n'arrivait pas à leur faire donner plus qu'à deux lampes. Il décida alors de porter la tension de plaque de 4 000 volts à 5 000 volts. Il passa commande d'un quatrième transformateur (le n° 29) à 10 heures du matin ; la maison Ferrix le lui livra le même jour à 13 heures, et, par son emploi, le courant dans l'antenne passa de 4,2 ampères à 4,8 ampères.

N° 30 et 31. Manipulateurs en parallèle. Ils étaient employés alternativement, car ils chauffaient beaucoup et avaient une tendance à coller, à cause de l'intensité à couper.

N° 32 et 33. Interrupteurs bipolaires.

Remarques. — Le primaire du transformateur de chauffage et le primaire du transformateur haute tension avaient une de leurs extrémités connectée au fil neutre de la distribution d'énergie, qui est faite en courant triphasé. L'autre extrémité de chacun de ces primaires était connectée à deux phases différentes, choisies de telle sorte que lorsqu'on fermait le manipulateur, prenant ainsi une forte intensité sur une phase, la tension de la phase à laquelle était connecté le transformateur de chauffage montait. Le filament des lampes était ainsi chauffé à 5,75 volts pendant les signaux et à seulement 5 volts pendant les intervalles qui les séparaient.

L'impossibilité de se procurer à temps un certain nombre d'appareils et les délais de livraison décourageants demandés par la plupart des constructeurs ont obligé M. Deloy, pour être prêt à temps, à réaliser un poste qu'il aurait voulu voir beaucoup plus au point. Les condensateurs, en particulier, du fait même de leur construction, laissaient beaucoup à désirer. Le condensateur d'antenne chauffait très sensiblement et des aigrettes se produisaient par instants autour des plaques. Des condensateurs à mica bien construits auraient certainement augmenté de façon très sensible le rendement de l'installation. Un condensateur variable aurait également pu être placé aux bornes de la bobine de grille, mais il n'a pas été possible de s'en procurer un résistant aux tensions élevées qui se produisent en ce point.

Bien d'autres perfectionnements auraient évidemment été désirables, que le manque de temps a empêché de réaliser.

Diagrammes des forces électromotrices mesurées à Meudon pour les émissions de Bordeaux, Nantes et Rome

par M. R. MESNY

Les diagrammes ci-dessous donnent les champs électriques en microvolts par mètre des stations de Bordeaux, Nantes et Rome. Ces éléments ont été mesurés à Meudon par la méthode indiquée au n° 1 de *l'Onde Électrique*. Les résultats obtenus pendant les premiers mois de l'année 1922 sont contenus dans le n° 10 de la même revue.

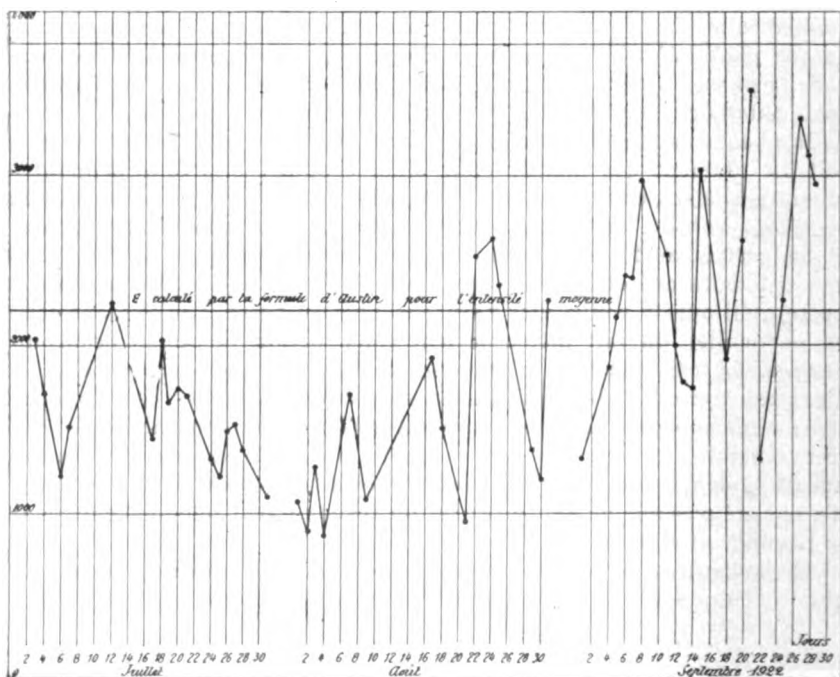


Fig. 1. — Observations journalières de la force électromotrice ϵ , en microvolts par mètre, produites à Meudon par le poste Lafayette (LY), en juillet, août, septembre 1922.

Intensité moyenne = 480 A. $\Lambda = 23400$ m.

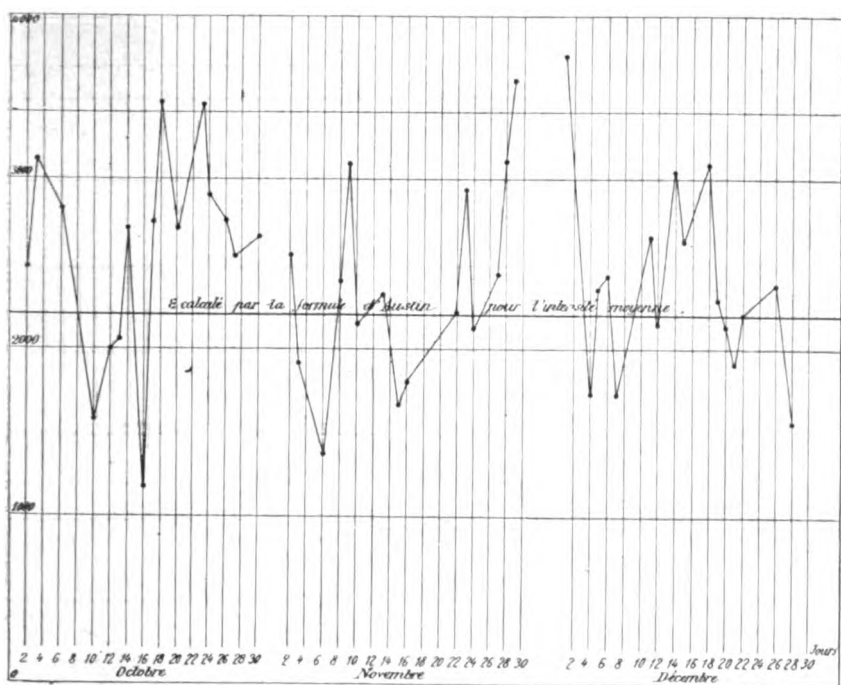


Fig. 2. — Observations journalières de la force électromotrice ϵ , en microvolts par mètre, produite à Meudon par le poste Lafayette (L.Y), en octobre, novembre, décembre 1922.

Intensité moyenne = 480 A. $\Delta = 23\ 400$ m.

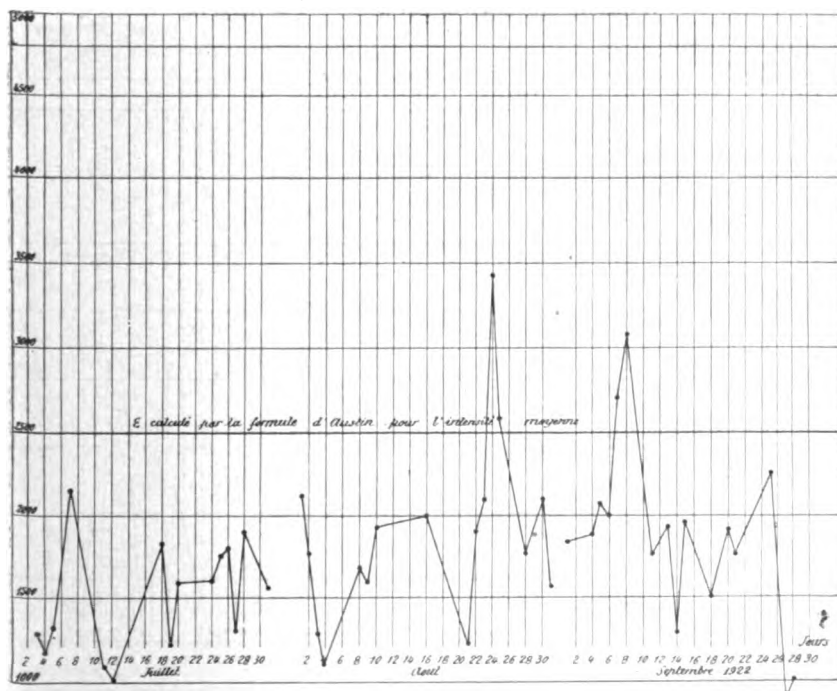


Fig. 3. — Observations journalières de la force électromotrice ϵ , en microvolts par mètre, produite à Meudon par le poste de Nantes (U.A), en juillet, août, septembre 1922.

Intensité moyenne = 180 A. $\Delta = 9\ 000$ m.

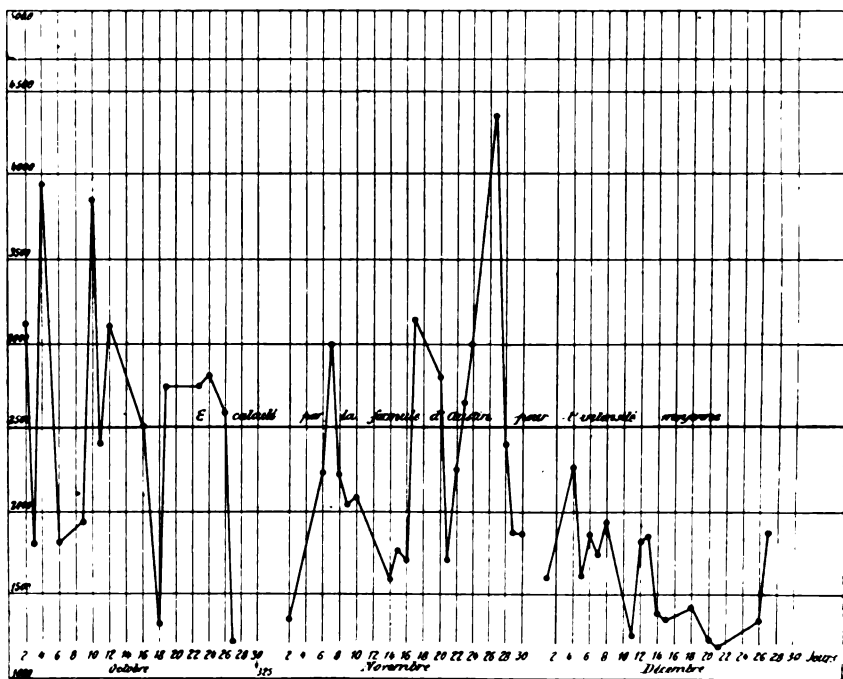


Fig. 4. — Observations journalières de la force électromotrice ϵ , en microvolts par mètre, produite à Meudon par le poste de Nantes (UA), en octobre, novembre, décembre 1922.

Intensité moyenne = 180 A. $\lambda = 9000$ m.

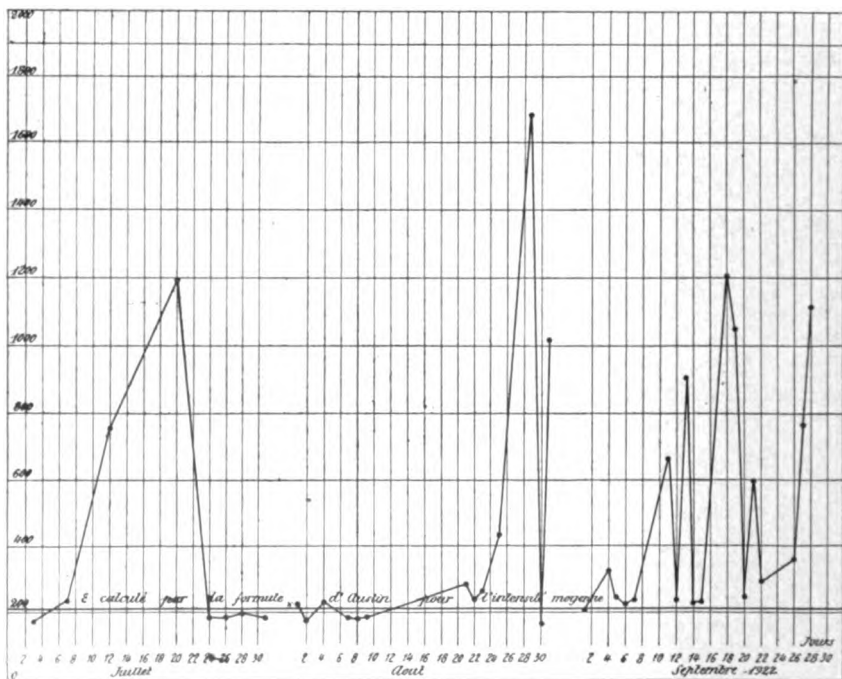


Fig. 5. — Observations journalières de la force électromotrice ϵ , en microvolts par mètre, produite à Meudon par le poste de Rome (IDO), en juillet, août, septembre 1922.

Intensité moyenne = 100 A. $\lambda = 10850$ m.

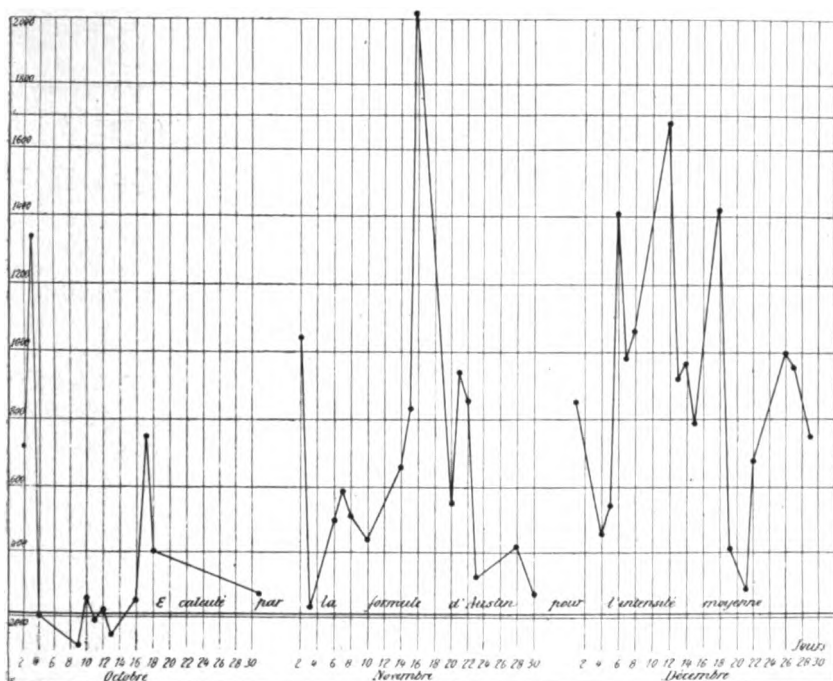


Fig. 6. — Observations journalières de la force électromotrice ϵ , en microvolts par mètre, produite à Meudon par le poste de Rome (IDO), en octobre, novembre, décembre 1922.
 Intensité moyenne = 100 A. $\Lambda = 10\,850$ m.

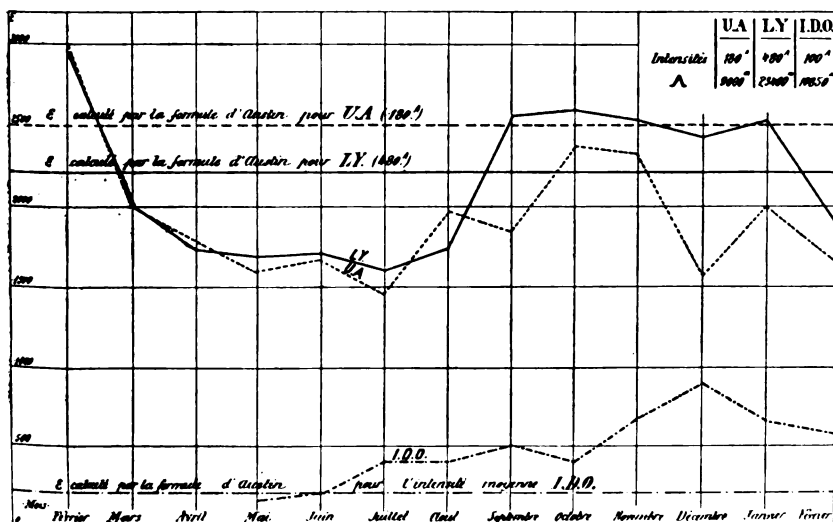


Fig. 7. — Moyennes mensuelles de la force électromotrice ϵ , en microvolts par mètre, produite à Meudon par les postes Lafayette (LY), Nantes (UA) et Rome (IDO). Année 1922.

ANALYSES ET BIBLIOGRAPHIE

ÉMISSION

La pression du vent sur les pylônes; CF. ELWELL, *Electrician*, 26 janvier 1923, p. 88. — L'auteur examine dans quelle mesure l'on peut prévoir les efforts qu'exercera le vent sur les pylônes supports d'antennes. Il montre l'incertitude régnant actuellement sur cette question : dans l'établissement récent de diverses stations françaises, anglaises ou américaines, les chiffres adoptés pour la pression maxima du vent varient entre 15 et 112 livres par pied carré (c'est-à-dire 73 à 550 kg par mètre carré), avec des coefficients de sécurité de 3 ou 4. Ces chiffres conduisent à calculer des charpentes très résistantes et, par suite, onéreuses. L'auteur propose de les réduire, d'abord en tenant compte du fait que le vent est, à la partie inférieure, toujours plus faible qu'au sommet (la moitié dans le cas d'un pylône de 300 m); ensuite en étudiant la répartition des vents dans la région où doit être élevée la station, de manière à pouvoir évaluer plus exactement les efforts maximum qu'ils exerceront.

De la discussion qui a suivi la lecture de cette note devant la *Wireless section of electrical Engineers*, il résulte qu'on ne peut espérer représenter par une formule précise la pression du vent aux différentes altitudes pendant les tempêtes, les mouvements de l'air étant désordonnés et plus ou moins tourbillonnaires. — P. DAVID.

LAMPES

Théorie des tubes à vide, par Georg Joss. *Annalen de Physik, Leipzig* n° 23-24 (1922). — L'auteur rappelle d'abord les conditions d'entretien des

oscillations par les lampes à grille, qu'il obtient par la méthode classique du remplacement de la caractéristique,

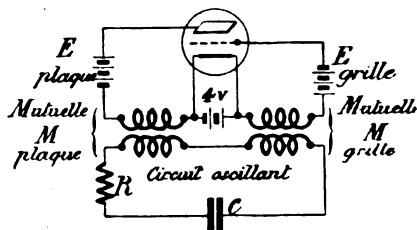


Fig. 1.

au voisinage de l'inflexion par sa tangente. Il traite en détail le cas typique de l'entretien d'oscillations dans un

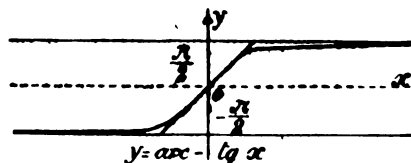


Fig. 2.

secondaire couplé par induction avec la grille et avec la plaque, indiquant rapidement à la fin de son ouvrage la

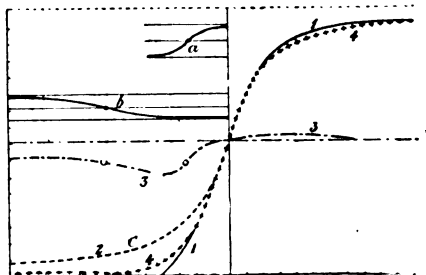


Fig. 3.

- 1 Courbe expérimentale $Y = f(x)$.
- 2 (ou C) $Y = k \text{ arc tg } x$.
- 3 Courbe de l'erreur $Y - y = \varphi(x)$.
- a et b Fonctions arc tg représentant $\varphi(x)$.
- 4 Courbe obtenue en formant $a + b + c$.

mise en équation pour les montages qui en dérivent, ainsi que pour ceux qui utilisent le couplage par capacité.

Abordant ensuite le problème de l'amplitude des oscillations obtenues qu'on détermine en général par des méthodes graphiques utilisant la caractéristique fournie par l'expérience, l'auteur le traite dans toute sa généralité analytiquement, ce qui a l'avantage de relier les résultats aux paramètres de la caractéristique. Pour cela il faut choisir une formule empirique représentant avec une exactitude suffisante la famille des caractéristiques. Une représentation excellente consiste à utiliser la grande ressemblance de la courbe avec la fonction, $y = \arctg x$.

La courbe des écarts pouvant elle-même être très bien représentée par 2 courbes $\arctg$, puisqu'elle possède 2 asymptotes horizontales et 2 points d'inflexion, on peut développer la fonction complète en une somme de 3 $\arctg$, chacune étant définie par l'écart de ses asymptotes et par la pente au point d'inflexion.

La figure ci-contre montre l'ordre de grandeur de l'erreur commise par ce procédé.

Malheureusement les calculs portant sur une telle fonction sont passablement compliqués et il est impossible d'en donner rapidement un aperçu de quelque utilité.

L'auteur discute les résultats obtenus d'abord en faisant abstraction du courant grille supposé négligeable, puis dans le cas des grandes tensions-grille pour lesquelles il devient prépondérant.

L'auteur établit également, par des considérations énergétiques, la loi de variation de l'amplitude en fonction du temps dans la période d'établissement des oscillations. — DUBOIS-RAYMOND.

Sur l'entretien des oscillations électriques par une lampe à trois électrodes ; F. VAN AALST. *Comptes rendus.* — En couplant par induction mutuelle une bobine disposée sur le circuit de grille d'une lampe à trois électrodes et la bobine d'un circuit oscillant self-capacité intercale sur le

circuit de plaque, on entretient des oscillations électriques.

La théorie indique que la condition nécessaire à l'entretien des oscillations s'exprime par l'inégalité

$$R + \frac{L - kM}{C\rho} < 0.$$

R désignant la résistance du circuit oscillant, L sa self-induction, C sa capacité, M le coefficient d'induction mutuelle des deux bobines, k et ρ le facteur d'amplification en volts et la résistance de la lampe.

Lorsque les bobines étant couplées suffisamment pour que cette condition soit très largement satisfaite, on diminue leur induction mutuelle, l'amplitude des oscillations entretenues augmente d'abord, passe par un maximum, puis décroît très vite jusqu'à désamorçage de l'oscillateur.

En disposant sur le circuit oscillant une soudure thermo-électrique sensible, on peut déterminer les positions des deux bobines pour lesquelles les oscillations se désamorcent. L'auteur s'est proposé, afin de vérifier la valeur de la théorie, de comparer la valeur trouvée dans ces conditions à celle que donne la condition limite

$$R + \frac{L - kM}{C\rho} = 0.$$

Les positions des bobines qui correspondent au désamorçage étant déterminées, on mesure avec un ondemètre, par la méthode de zéro d'Armagnat, le coefficient de self-induction des deux bobines mises en série, d'abord dans le sens pour lequel la self-induction augmente l'induction mutuelle, puis dans le sens pour lequel elle la diminue. La différence des deux valeurs ainsi déterminées est égale à quatre fois le coefficient d'induction mutuelle ; on trouve ainsi :

$$M = 0,41 \cdot 10^3 \text{ henry.}$$

Pour comparer cette valeur à celle qu'indique la théorie, on mesure d'autre part à l'ondemètre la self-induction L, la capacité C. La résis-

tance R du circuit comprend la résistance de la bobine, celle de la soudure thermo-électrique, comparées par la méthode de résonance à celle d'un fil fin dont la résistance avait été mesurée au courant continu et la résistance 8,70 ohms d'un fil de constantan de 0 mm 04 de diamètre intercalé dans le circuit.

Les coefficients k et ρ étaient déduits du tracé des caractéristiques à tension de plaque constante. Ces caractéristiques déterminaient bien ces coefficients pour les très petites amplitudes des oscillations lors du désamorçage, car le point de fonctionnement de la lampe avait été choisi en réglant la tension de plaque au milieu de la branche ascendante d'une caractéristique. On faisait ce réglage en s'arrangeant en sorte que le courant dans le circuit de plaque soit la moitié du courant de saturation et ne change pas d'intensité moyennant lors de l'amorçage des oscillations.

La longueur d'onde mesurée à l'ondemètre était 5.505 m. La tension de plaque était 86 volts.

Le rapport de la self-induction de la bobine à la capacité du condensateur du circuit oscillant avait été choisi égal à celui pour lequel le courant entretenu peut atteindre la plus grande intensité possible.

Voici les valeurs mesurées des différentes grandeurs nécessaires au calcul de M par la condition d'entretien des oscillations :

$$R = 16.45 \text{ ohms } C = 4,11.10^{-3} \mu\text{f.}$$

$$L = 2,07.10^{-3} \text{ Henrys, } k = 9,0.$$

$$\rho = 25.500 \text{ ohms.}$$

Ce calcul de M donne $0,42.10^{-3}$ henry, la valeur mesurée étant $0,41.10^{-3}$, on en conclut que pour l'oscillateur en expérience la condition théorique d'amorçage se trouve très bien vérifiée.

La théorie indique que dans les conditions limites qui nous occupent, la valeur de la période était celle que donne la formule de lord Kelvin :

$$T = 2\pi\sqrt{LC}$$

Cette conséquence de la théorie se

vérifie avec beaucoup d'exactitude. Sa théorie néglige l'influence du couplage supplémentaire par la capacité des électrodes de la lampe. Nous avons utilisé une lampe du petit modèle de la Radio-militaire.

Pour la fréquence qui correspond à 5 505 m et pour une self de la bobine de grille égale à $7,30.10^{-3}$ henry, la capacité de la lampe n'intervient plus que très peu.

Pour des ondes plus courtes ou des selfs de bobines de grille beaucoup plus grandes, elle commence à ne plus être négligeable, car le couplage par la seule capacité de la lampe suffit à entretenir des oscillations, dont la longueur d'onde peut dépasser 1 000 mètres.

Le courant de grille dont la théorie ne tient non plus compte ne modifie pas la condition trouvée. Les expériences précédentes montrent donc que la condition nécessaire d'entretien fournie par la théorie se vérifie parfaitement pour des oscillations dont la longueur d'onde est égale à 5 500 mètres. L'induction mutuelle des deux bobines de l'oscillateur qui correspond non plus à l'amorçage, mais au maximum d'intensité de courant dans le circuit oscillant a été trouvée égale à $0,782.10^{-3}$ henry, valeur plus grande que celle qui correspond à la limite d'entretien.

On remarquera que, parmi les relations théoriques qu'il est possible d'obtenir, c'est la condition limite de l'amorçage qui doit se vérifier le plus exactement, car elle correspond à des oscillations d'amplitude très petite dans des conditions de fonctionnement pour lesquelles le courant de plaque peut très exactement être considéré comme une fonction linéaire des tensions de grille et de plaque.

Un voltmètre thermoionique à lecture directe, MOULLIN (E.-B.). *Journ. of Institution Electr. Engin.*, vol. 61, n° 315 (1923), pages 295 à 308. — En principe, la tension alternative est détectée par une lampe triode et le courant continu qui en résulte dans le

circuit-plaque est mesuré au moyen d'un galvanomètre.

Le montage est réalisé d'une manière robuste qui permet d'employer l'appareil comme un voltmètre ordinaire.

Il est facilement transportable, permet des mesures précises entre 0,5 volts et 2 volts, et le galvanomètre est gradué en volts efficaces, l'étalonnage étant exact à toutes les fréquences jusqu'à $3 \cdot 10^8$. La vérification pour les fréquences supérieures laisse un doute de 2 à 3 pour 100 attribuable peut-être à l'incertitude des mesures faites en haute fréquence avec un thermo-couple comme milliampèremètre.

Deux types de voltmètre de ce genre ont été réalisés : l'un utilise le montage habituel des triodes-déectrices basé sur la courbure de la caractéristique de courant-grille. Il permet d'étudier des f. é. m. alternatives superposées ou non avec des tensions continues.

Le zéro du voltmètre correspond au courant-plaque au repos. Le contrôle de la fidélité du montage est donc facile.

L'autre type repose sur l'emploi de la courbure de la caractéristique du courant-plaque. L'idée originale est d'avoir supprimé la batterie d'anode pour éviter d'avoir à compenser un notable courant-plaque statique. Une batterie de 6 volts est uniquement employée. Elle fournit 3,6 volts au filament, abaisse la tension-grille de 1,6 volts, grâce à un rhéostat en série dans lequel vient aboutir la liaison avec la grille, tandis que la borne + est reliée à la plaque par l'intermédiaire d'un galvanomètre unipivot et d'une résistance de 30000Ω qui atténue la variation de sensibilité pour les f. é. m. alternatives d'amplitudes croissantes.

D'après l'auteur, ces appareils seraient fidèles, l'étalonnage subsistant aussi longtemps que la lampe. Leur emploi en haute fréquence est d'une commodité précieuse pour les mesures d'intensité, de résistance, de très petites selfs ou de mutuelles, etc...

MESURES

Montages à « pont » pour déterminer la résistance d'une self ou d'un condensateur ; H. V. HIGGITT. *The Electrician*, 2 février 1923. — La méthode comporte l'emploi de deux ponts en courant alternatif.

Le premier (fig. 1) étant réglé à la

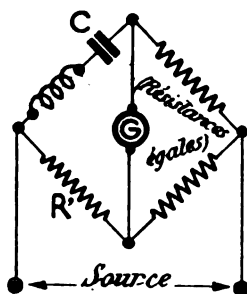


Fig. 1.

résonance, donne, en appelant R_L la résistance de la self et R_C celle du condensateur.

$$R_L + R_C = R' \quad (1)$$

Le second (fig. 2) donnerait, si la résistance R_C du condensateur était

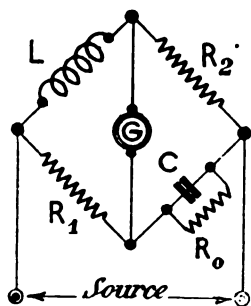


Fig. 2.

nulle, une certaine « résistance apparente » de la self :

$$R'' = \frac{R_L R_1}{R_0} \quad (2)$$

En fait, R_C n'étant pas nul, mais petit devant $\frac{1}{C\omega}$, on peut négliger R_C .

devant $\left(\frac{1}{C}\right)^2$ et on obtient facilement le résultat suivant :

$$R_L = R'' + R_1 R_2 C^2 \omega^2 R_C \quad (3)$$

Or, la condition d'équilibre du pont donne :

$$\frac{L}{R_2} = \frac{R_1}{1/C}$$

D'autre part, puisqu'il y a résonance :

$$L\omega = \frac{1}{C\omega}$$

Il en résulte que $R_1 R_2 C^2 \omega^2 = 1$, et l'équation (3) devient :

$$R_L = R'' + R_C$$

La comparaison de cette équation et de l'équation (1) donne les valeurs cherchées

$$R_L = \frac{R' + R''}{2} \quad R_C = \frac{R' - R''}{2}$$

en fonction de R' , connu, et de R'' , donné par l'équation (2).

Il va sans dire que la fréquence doit être constante et égale dans les deux montages. Aucune indication n'est fournie sur la précision de la méthode. — DAVID.

Sur la mesure des coefficients de self-induction en H. F. ; V. YLOSTALO, *Comptes-rendus*. — Le coefficient de self-induction à H. F. d'une bobine de self ne peut pas être calculé avec précision.

Il est modifié par l'effet pelliculaire, par la localisation du courant dans les parties du fil les plus voisines de l'axe de la bobine. D'autre part, la capacité propre d'une bobine provoque une augmentation apparente de son inductance. Ces effets sont d'autant moins importants que la section du fil est moindre ou la fréquence moins basse. Lorsque la fréquence devient voisine de la fréquence de résonance de la bobine, le courant ne conserve plus une intensité constante le long du fil et il en résulte encore une modification apparente de la self-induction.

L'auteur s'est proposé d'étudier, aux fréquences utilisées en radiotélégraphie, la self-induction de bobines de

différentes formes, d'en déduire ensuite les limites d'application de la formule de Thomson lors du calcul des longueurs d'onde des circuits oscillants et de montrer que l'usage de l'électromètre, employé autrefois par Bjerknes pour l'étude de résonateur de Hertz, permet des mesures faciles et précises en H. F.

La bobine à étudier est reliée à un condensateur, constituant ainsi un circuit oscillant; on le couple en couplage très lâche avec un oscillateur à lampes. La tension aux bornes de la bobine est mesurée avec un électromètre de Bjerknes à très faible capacité et le courant au milieu de la bobine avec un thermo élément fer-constantan.

On mesure la longueur d'onde avec un ondemètre Armagnat, par la méthode de zéro, et la résistance de la bobine par la méthode habituelle de résonance et l'adjonction d'une résistance ohmique connue. Connaissant l'intensité du courant, la différence de potentiel entre les extrémités de la bobine et la résistance de celle-ci, on en déduit l'inductance.

La capacité de l'électromètre est d'environ 1 cm. 5. La graduation en volts de l'électromètre se fait facilement en tension constante.

L'étalonnage en courant continu d'un thermo élément dont la soudure est traversée par le courant à mesurer est, au contraire, difficile à cause de l'effet Peltier. Afin de rendre possible cet étalonnage, on utilise la disposition suivante : le courant à mesurer passe dans un fil de constantan qu'il échauffe. ce fil est relié en son milieu par un court fil de cuivre à la soudure fer-constantan. Le courant à mesurer ne passant pas par la soudure, la déviation du galvanomètre dépend uniquement de la quantité de chaleur dégagée dans le fil et devient indépendante du sens du courant. La résistance du fil chaud se mesure sans difficultés. La courbe de graduation du milliampermètre ainsi construit est exactement parabolique.

La précision obtenue dans les mesures d'inductance est d'environ 0.25

p. 100 et, dans les cas les plus défavorables, au moins 0,5 p. 100. Voici quelques valeurs des inductances mesurées :

Bobine I. — Longueur de l'axe, 66 cm 3; diamètre, 12 cm 7; nombre des spires, 1 400; diamètre du fil, 0 mm 4; onde propre de la bobine, $\lambda_0 = 860$ m.

λ m. 25 000 20 000 15 000 12 500
10 000 7 500 5 000 2 500.

L cm 42,50 42,50 42,70 43,05 42,80
41,80 37,60 31,20 10^9 .

Bobine II. — Longueur de l'axe 50 cm; section carrée, 23 cm $\times$ 23 cm; nombre de spires, 160; diamètre du fil, 1 mm 8; onde propre de la bobine, $\lambda_0 = 286$ m.

λ m 10 000 8 000 6 000 4 000 2 000
1 500 1 000 750.

L cm 2,92 2,92 2,93 2,94 2,95
2,93 2,91 2,88 10^9 .

Bobine III. — Cadre 58 cm $\times$ 58 cm; longueur de l'axe, 5 cm; nombre des spires, 80; diamètre du fil, 0 mm 45; onde propre, $\lambda_0 = 812$ m.

λ m. 12 000 10 000 8 000 6 000
4 000 2 000 1 500 1 000.

L cm 8,80 8,80 8,81 8,82 8,79
8,69 8,50 7,81 10^9 .

Bobine IV. — Longueur de l'axe, 27 cm; diamètre intérieur, 13 cm; nombre des spires, 250, en deux couches de fil, bobine à faible capacité progressant simultanément sur les deux couches; diamètre du fil, 1 mm 8; onde propre $\lambda_0 = 450$ m.

λ m 12 500 10 000 7 500 5 000
2 500 1 500 1 000 750.

L cm 3,81 3,81 3,81 3,82 3,92
4,16 4,55 5,10 10^9 .

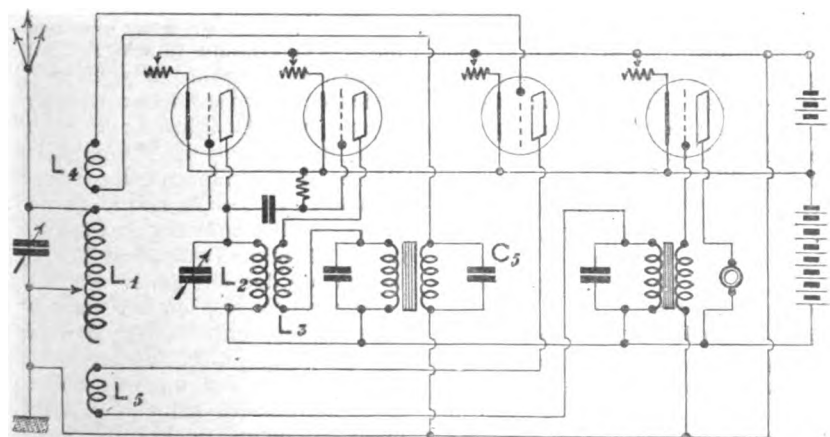
La self-induction varie peu lorsqu'on augmente la fréquence pour les bobines à une couche, surtout quand la bobine n'est pas très longue par rapport à son diamètre. Les bobines à deux couches montrent, au contraire, une forte augmentation apparente de la self-induction quand la longueur d'onde diminue.

En désignant par λ' la longueur d'onde pour laquelle la formule de Thomson est valable avec une précision de 1 pour 100, on trouve :

Bobine	I	II	III	IV
λ_1				
λ_0	8	2,5	2,2	8

L'électromètre de Bjerknes, constitué par une aiguille d'aluminium suspendue par un fil de quartz entre deux plaques, a l'avantage de conserver exactement en H. F. la graduation faite à différence de potentiel constante. Lors des mesures en H. F. on ne mesure habituellement que des intensités de courant; l'emploi de l'électromètre, sensible à quelques volts, avec la soudure thermo-électrique, peut souvent augmenter la facilité et la précision des mesures.

Réception par double réaction; *Modern Wireless*, avril 1923, p. 205. — L'avantage que peut donner à la récep-



tion, l'emploi de deux réactions indépendantes, a déjà été indiqué aux lecteurs de *L'Onde Electrique* par M. Durbar (n° de janvier 1923). La difficulté est d'établir deux réactions réellement indépendantes, sans produire d'accrochages intempestifs.

Cette difficulté est élégamment résolue par M. J. Scott-Taggart. Il produit une première réaction sur la self L_2 du premier circuit-plaque, au moyen de la self L_3 placée dans le deuxième circuit-plaque. En outre, une deuxième réaction est produite dans la self d'antenne, par les selfs L_4 et L_5 , intercalées respectivement dans les circuits-plaque et grille de la première lampe basse fréquence: des condensateurs C_3 et C_4 rendent possible l'entretien d'oscillations haute fréquence par cette lampe, indépendamment de son rôle comme amplificatrice.

La première réaction permet d'introduire une résistance négative dans le circuit accordé placé sur la première plaque; la seconde permet l'introduction d'une résistance négative dans le circuit d'antenne. Ces deux réactions sont évidemment indépendantes, et permettent d'augmenter l'amplification et la syntonie dans des proportions sensibles. La stabilité du réglage serait, paraît-il, parfaite. — DAVID.

Maurice Guéritot.

On nous annonce la mort de M. Maurice Guéritot, survenue le 30 avril 1923, au retour d'une mission faite à Toulon, pour organiser et suivre d'intéressants essais de télé mécanique au compte de la Marine de guerre.

M. Guéritot, qui n'était âgé que de trente-sept ans, s'était fait un nom dans cette branche de la technique radiotélégraphique et avait obtenu de très beaux résultats dès 1918 en faisant évoluer en rade de Toulon une vedette actionnée à distance par télégraphie sans fil malgré les brouillages intenses causés par les cuirassés qui émettaient à proximité immédiate. Mais l'activité de M. Guéritot ne s'était pas portée sur la seule télé mécanique, et la radiotélé-

graphie française fait une très grande perte en la personne de ce jeune savant qui joignait à une technicité très avisée un sens des réalisations et une curiosité d'esprit qui lui a permis d'obtenir les plus intéressants résultats dans les domaines les plus variés.

Né en décembre 1885, élève de l'Institut Electrotechnique de Nancy, Institut qui l'avait admis bien qu'il n'eut aucun diplôme secondaire, M. Guéritot devait, après un court passage dans l'enseignement primaire supérieur, entrer tout d'abord dans cette Université, dont il força en quelque sorte les portes, passant en très peu de temps sa licence ès sciences et préparant une thèse de doctorat que la guerre seule l'empêcha de soutenir. Il fit comme préparateur, puis comme chef de travaux, de très belles études sur le magnétisme et la chaleur spécifique des gaz. Plusieurs communications à l'Académie des sciences sanctionnèrent les recherches faites à cette époque (1911-1914).

En 1914, M. Guéritot partit comme sergent au 8^e génie et fit toute la guerre, d'abord comme sous-officier, puis comme sous-lieutenant radiotélégraphiste. Il passa la première année de la guerre au front dans le détachement télégraphique du 1^{er} corps, puis les ressources multiples de son esprit inventif firent augurer qu'il rendrait dans un établissement de recherches des services plus étendus que dans la zone des armées. Il fut donc envoyé à l'Etablissement central du matériel de la Télégraphie militaire où il se spécialisa dans la radiotélégraphie aérienne, alors à ses débuts. Il imagina et mit au point plusieurs émetteurs pour avions et fit d'intéressantes études sur les antennes des aéronefs. C'est là qu'en 1918, le colonel Ferrie lui demanda de consacrer son activité à la télé mécanique qui devait l'occuper jusqu'à ses derniers jours.

Demobilisé, M. Guéritot entra à la maison Gaumont. Là, les problèmes les plus divers lui furent posés, et il les résolut avec un égal bonheur. Nous citerons les principaux travaux menés à bonne fin par lui à cette

époque. Leur diversité montre combien variées étaient les ressources de son esprit et combien générale sa technicité. Le télécompas à fer doux, le dispositif antiroulis pour les navires, le haut-parleur qui a fait l'objet d'une communication récente à l'Académie des sciences, la réalisation de grosses lampes à 3 électrodes occupent simultanément son activité, en même temps que bien d'autres problèmes de détail et sans qu'il négligeât les dispositifs de télémechanique dont la mise au point et le perfectionnement continuaient à le passionner.

Il s'agissait, dans le télécompas à fer doux, de remplacer la boussole dont l'aiguille peut être influencée par des masses métalliques à proximité, par un dispositif sensible à champ tournant, pouvant être installé n'importe où, loin de toute cause perturbatrice. Un dispositif récepteur électriquement relié au télécompas et placé à proximité du pilote répétait à ce dernier les indications de l'appareil sans aucune perturbation due à la présence de masses métalliques locales.

Le dispositif antiroulis n'a pas été réalisé dans la pratique. Il consiste à prendre appui sur la mer par des surfaces ou des hélices placées latéralement et dont la position et le mouvement sont automatiquement commandés d'après la position du navire par des relais ou des moteurs actionnés électriquement.

Le haut-parleur Guéritot a donné d'excellents résultats. Il consiste essentiellement en un cône de matière molle placé dans l'entrefer d'un puissant électro-aimant et sur lequel est enroulé le fil dans lequel passe le courant téléphonique à amplifier. Ce fil épouse la forme du cône. Quand l'électro-aimant est actionné et qu'un courant variable passe dans le fil enroulé sur le cône, tout le dispositif vibre. Le cône, support étant en matière molle n'a pas de période propre, et le son se trouve amplifié dans de très bonnes conditions. L'air en vibration est amené à un cornet par des canaux qui sont creusés dans le noyau de l'électro-aimant et le son se répand ainsi dans la salle.

Enfin, M. Guéritot a su construire et mettre au point une lampe à 3 électrodes du type dit Neuvron d'une puissance de 500 watts environ et dont les résultats ont été très satisfaisants.

Pendant qu'il mettait au point à la maison Gaumont toutes ces inventions de types si différents, M. Guéritot continuait à étudier la réalisation de la télémechanique, il travaillait pour la Marine, la télégraphie militaire et l'Aéronautique. Il établissait pour cette dernière un dispositif de signalisation à distance entre avion en vol directement dérivé de ses études de télémechanique.

Les travaux qu'il avait réalisés pour la Marine et dont un article de *L'Onde* a donné le détail lui avaient valu la croix de la Légion d'honneur.

M. Guéritot était devenu récemment ingénieur conseil de la Compagnie des Lampes et continuait à travailler pour le compte de la Marine et de l'Aéronautique; dans sa dernière mission à Toulon, il avait obtenu d'excellents résultats pour la conduite par télégraphie sans fil à distance d'un torpilleur de plus de 100 mètres de longueur.

La valeur morale de M. Guéritot ne le cédait en rien à ses qualités techniques. Il aimait voir naître autour de lui des vocations scientifiques et les difficultés dont il avait souffert au début de sa trop courte carrière le portaient à soutenir, sans aucun esprit de rivalité, les jeunes gens qui lui semblaient appelés à suivre la même voie que lui.

La mort prématurée de M. Guéritot prive la technique française d'un chercheur de premier ordre et d'un réalisateur ingénieux et habile. Il savait traduire en dispositifs très étudiés et remarquablement réalisés les innombrables idées qui mûrissaient dans son esprit. Il joignait à une culture générale profonde une habileté manuelle, une ingéniosité toute spéciale. Bien des appareils intéressants seraient certainement sortis de ses mains sans cette fin brutale qui a éteint à jamais cette intelligence si ouverte et si pratique et dont le pays pouvait encore beaucoup attendre.

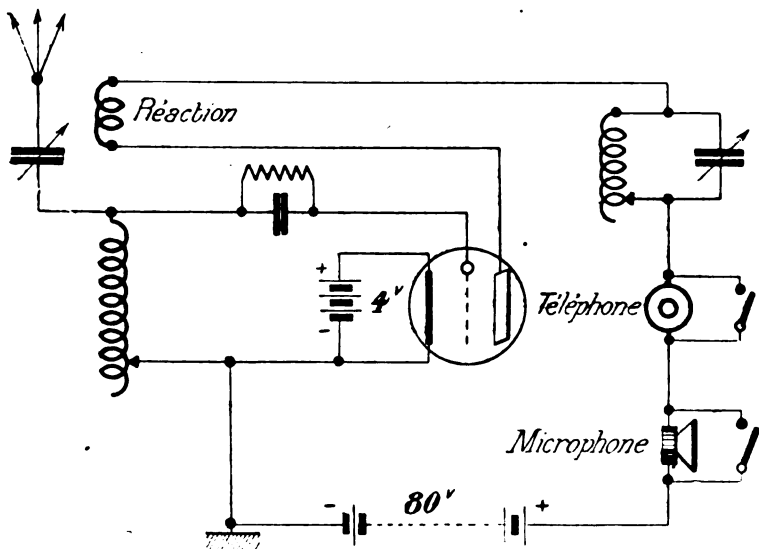
MONTAGES ET TOURS DE MAIN

Amateurs qui voulez éblouir vos parents et amis, faites cette amusante expérience. — Les postes émetteurs de téléphonie sans fil ne sont pas encore très nombreux et chacun d'eux n'émet qu'à des heures déterminées. Aussi arrive-t-il bien souvent quand vous voulez faire entendre à quelque visiteur un petit air par sans fil que votre poste reste muet

sonne à édifier à votre récepteur situé un peu plus loin et vous la voyez enthousiasmée.

Mais je vous entends d'ici : « Un émetteur ? Vous n'y songez pas, il y a longtemps que j'en aurais un, mais cela revient horriblement cher ? »

Bien sûr, si vous voulez vous faire entendre en Amérique. Mais d'une pièce à une autre ou à quelque dis-



faute d'émission. Vous recherchez alors des postes en télégraphie, mais votre monsieur, s'il n'est pas initié, n'est pas du tout étonné. Il contemple d'un air songeur votre installation et il pense s'il ne vous le dit : « Quoi, il faut tout cela pour entendre ces petits cris d'oiseaux ?... » Votre effet est manqué !

Construisez donc vous-même un émetteur et vous ne serez jamais à court d'émission, vous trouverez bien quelqu'un chez vous qui jouera devant votre microphone un morceau de musique ou qui récitera une fable de La Fontaine. Vous emmenez alors la per-

sonne, un tout petit émetteur vous suffit.

Regardez plutôt ce schéma que nous communique M. Plot.

C'est une lampe ordinaire de réception chauffée sous 4 volts et dont la plaque est alimentée par une batterie de piles de 80 volts. Cette lampe est montée comme une lampe autodyne avec les deux particularités suivantes : dans le circuit de plaque se trouvent une self shuntée par un condensateur variable et un microphone en série avec le téléphone et la bobine de réaction. Un dispositif d'interrupteurs permet de court-circuiter séparément

le microphone et le téléphone. Le circuit oscillant se compose d'une self branchée entre grille et filament et du système antenne terre coupé par une capacité en série.

Voici la marche à suivre indiquée par M. Plot pour faire fonctionner ce système. On couple d'abord fortement la réaction pour obtenir l'accrochage d'oscillations dans le circuit oscillant, le microphone étant court-circuité, on entend très nettement au casque un « top » indice de l'accrochage et qui est dû à la variation du courant moyen de plaque. On supprime alors le court-circuit du microphone et l'on parle en écoutant au casque. Quand on a obtenu une bonne modulation, on court-circuite le casque, et l'émetteur est en ordre de marche.

Il semble du reste que le circuit oscillant intercalé dans la plaque ne soit pas indispensable et que l'ordre et le nombre des opérations de la mise en route ne soient pas absolus. Théoriquement, rien ne s'oppose au bon fonctionnement du système avec un circuit de plaque comprenant simplement réaction, microphone et téléphone, sans qu'il soit nécessaire de court-circuiter ces derniers.

Voici les données constructives :

Self d'antenne. — Self à curseur de 50 m/m de diamètre, 150 spires jointives en fil 6/10.

Réaction. — Self de 45 m/m de diamètre, 80 spires jointives en fil de 4/10.

Self du circuit plaque. — Self à curseur de 50 m/m de diamètre et de 250 spires jointives 6/10. La longueur d'onde était d'environ 300 mètres et, à 1 500 mètres d'un pareil poste d'émission avec une lampe autodyne suivie d'une basse fréquence, la réception était nette et assez forte.

A 6 kilomètres, avec deux lampes H. F. à résonance et deux lampes B. F., la réception était encore très nette.

Il faut remarquer que les mêmes essais sur 1 500 et 2 000 mètres de longueur d'onde n'ont donné aucun résultat.

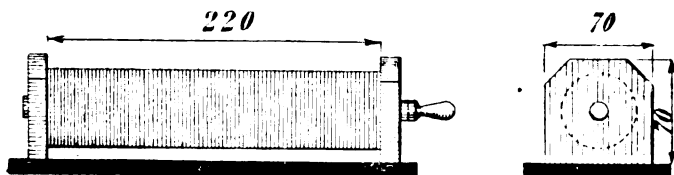
Construction d'une self à fer variable de 1/10 de Henry pour circuit à résonance musicale.

Dans un montage antiparasite que nous avons donné dans le numéro précédent, nous avons conseillé l'emploi de circuits accordés sur une fréquence musicale. Nous avons dit que ces circuits pouvaient être constitués par un condensateur de 5/10 de microfarad et par une self de 1/10 de henry.

Voici comment on peut construire pratiquement une telle self.

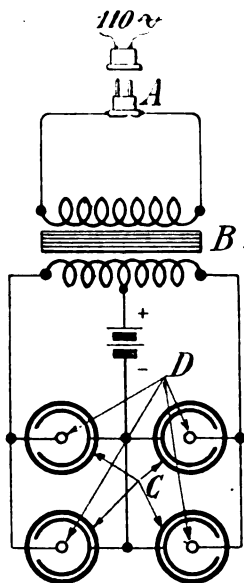
On fabrique une monture en bois analogue à celle qu'indique la figure. Entre les deux joues, on fixe un tube de fibre de 36 m/m de diamètre extérieur, sur lequel on bobine 6 couches de fil 10/10, deux couches coton, en spires jointives. Il est bon de passer de la gomme laque entre chaque couche. A l'intérieur du tube peut coulisser un second tube de diamètre légèrement inférieur, mais plus long de 2 ou 3 centimètres. Dans ce dernier, on loge le noyau de fer constitué par un ensemble de brins de fils de fer recuit de 5/10 soigneusement vernis. Une poignée en bois fixée à une extrémité de ce tube permet d'en commander facilement le déplacement, l'autre extrémité étant fermée par une rondelle de fibre ou de bois.

Il faut remarquer qu'une pareille self associée à un condensateur pourra



servir de bouchon sélectif dans d'autres cas que celui qui nous a amené à la décrire, par exemple pour arrêter l'onde de compensation des postes à arc, ou pour atténuer dans de larges limites l'action fâcheuse des parasites.

Pourquoi envier votre ami qui a chez lui le courant continu, quand l'alternatif vous permet une grosse économie ? — Si vous n'êtes pas satisfaits des résultats que vous avez obtenus jusqu'ici, essayez ceci : Pour la charge des accumulateurs de 4 volts, faites le montage indiqué par la figure ci-dessous et vous redresserez les deux alternances.



Voici le matériel qu'il vous faut pour obtenir un courant de charge d'environ 2 ampères avec une consommation au compteur d'environ 0,9 Hw.

A. Prise de courant.

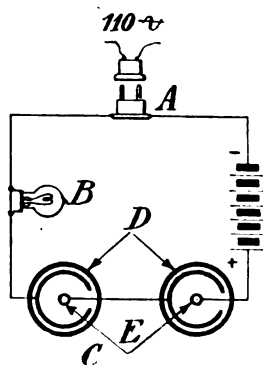
B. Transformateur abaisseur 110/24 avec prise médiane au secondaire permettant d'avoir deux fois 12 volts.

C. Feuilles de fer blanc de 150 × 300 mm.

D. Batons d'aluminium de 170 × 80 × 20 mm.

Il y a dans cette soupape une perte anormale (0,5 hw), provenant sans nul doute de l'électrode de fortune et de l'électrolyte employés. M. Poulain, de Bosc-Roger (Eure), nous signale, en effet, avec un montage exactement semblable, mais avec un électrode de plomb (80/200 mm) et phosphate d'ammonium à 20%, une consommation au compteur de 0,3 hw-heure seulement. La perte dans la soupape n'est plus que de 5 w. Ce dernier montage se recommande donc de lui-même à ceux qui pourront l'employer.

Pour les accumulateurs de 80 volts, voici le montage qu'il vous faut adopter :



et voici le matériel qui vous est nécessaire :

A. Prise de courant.

B. Lampe à filament métallique de 16 à 25 bougies suivant la capacité de la batterie (1,5 AH à 2,5 AH).

C. Godets de 50 × 40 mm contenant une solution de bicarbonate de soude.

D. Feuilles de fer blanc de 60 × 120 mm tapissant la paroi intérieure du vase.

E. Fils d'aluminium de 4 mm de diamètre et de 70 mm de hauteur.

Sa consommation est presque nulle.
(M. RITZ, à Annecy.)

Des montages simples dérivant du Reinartz qu'il serait intéressant de comparer. — M. l'abbé Lemaire, professeur de mathématiques au petit séminaire de Château-giron (Ille-et-Vilaine), nous écrit :

« Dans le numéro 15 de *l'Onde Électrique*, M. Lardry dit à la fin de son article, page 152, qu'il serait intéressant de vérifier s'il n'est pas possible de recevoir avec résonance des petites ondes sur grande antenne. Je crois utile de vous signaler que j'ai réussi à le faire d'une façon courante depuis plusieurs mois à l'aide de montages simples dérivant du dispositif Reinartz. Ces montages semblent donner des résultats d'autant meilleurs que l'antenne est plus longue, et permettent de descendre facilement au-dessous de 200 m. L'antenne sert uniquement de collecteur d'ondes et les spires du circuit antenne-terre forment le circuit primaire d'un auto-transformateur genre Oudin, dont le secondaire seulement est accordé sur la longueur d'onde à recevoir. Il est nécessaire, pour le bon fonctionnement de ces montages, que la longueur d'onde du circuit antenne-terre soit notablement supérieure à celle du circuit secondaire (1 600 m et 300 m par exemple), et que le rapport de transformation soit convenable (de 2 à 4 environ). Outre l'avantage de permettre la réception des petites ondes sur antenne longue, ces dispo-

pour une fréquence beaucoup plus élevée.

« Voici ces montages : Le montage n° 1 ressemble à s'y méprendre à l'Oudin ordinaire, mais, contrairement à ce dernier, c'est le circuit antenne-terre qui est apériodique pour la longueur d'onde reçue. Le circuit secondaire est formé par la self des spires entre A et B et la capacité — 4 grille. Cette capacité, bien que très faible, suffit à donner une longueur d'onde bien déterminée au circuit secondaire.

« Le montage 1 bis ne diffère du

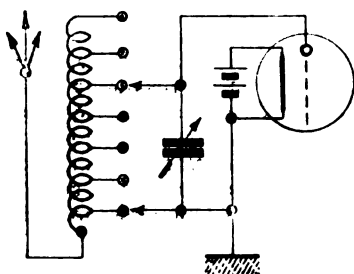


Fig. 1 bis.

premier que par la position de la connexion à l'antenne, qui a été répartie en dehors des spires A, B. Ces deux formes de montage peuvent être réalisées à l'aide d'une simple bobine Oudin d'une centaine de spires, ou un peu plus. La réception est bonne, mais le dispositif est assez délicat à manier et il est parfois difficile d'éviter les accrochages intempestifs.

« Le second montage dérive directement du Reinartz.

« Il peut être employé avec une bobine à plots. L'accord exact se fait à l'aide du condensateur variable, qui se trouve en parallèle sur la capacité (— 4 grille).

« Le réglage en est beaucoup plus facile et le rendement est très bon.

« Dans le troisième de ces montages, le condensateur variable, au lieu d'être en parallèle sur la self, est en série avec elle, mais alors, pour que la grille ne soit pas « en l'air », il

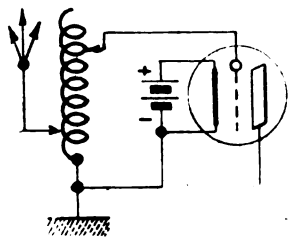


Fig. 1.

sitifs présentent la particularité de réduire l'intensité des parasites, car, ceux-ci, faisant vibrer l'antenne sur sa longueur d'onde propre, excitent très peu le circuit secondaire, accordé

• Avec ces deux lampes H. F. seulement, j'entends casque sur table tous les postes du Broadcasting anglais, et le poste des P. T. T. Avec quatre lampes, on a du bon haut-parleur.

• J'ai essayé ces divers montages sur des antennes très différentes, les résultats sont partout sensiblement les mêmes. •

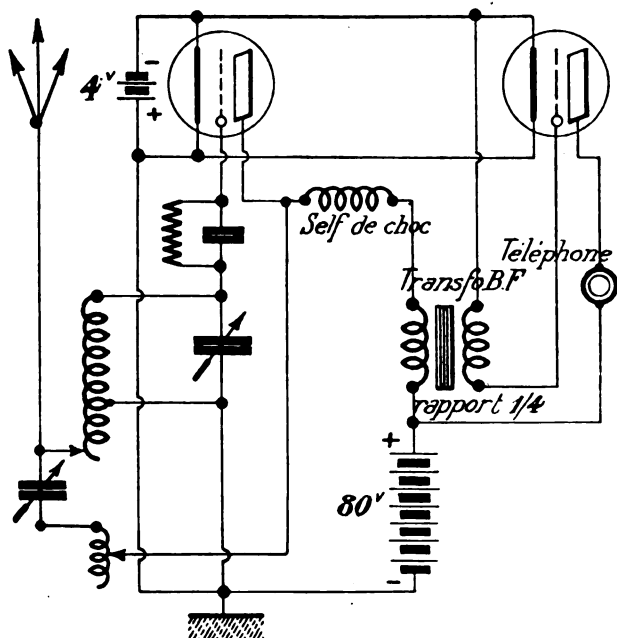
Comment on ajoute une lampe basse fréquence à un récepteur Reinartz. — Si la réception au casque est fort agréable à cause de sa grande netteté, une audition en haut-parleur d'intensité moyenne permet d'intéresser plusieurs personnes sans

d'un transformateur de rapport $1/4$ par exemple, dont le secondaire attaque la lampe basse fréquence entre grille et -4 . On place le téléphone dans le circuit de plaque de cette lampe.

Voici un exemple d'application sur un montage du type Reinartz.

Dans le montage à une lampe, le casque se trouvait à la place du primaire du transformateur.

Si l'adjonction d'une lampe basse fréquence n'est pas suffisante, on peut en monter une seconde de la même façon, en remplaçant encore le téléphone par un primaire de transformateur dont le secondaire attaque la seconde lampe basse fréquence entre



les contraindre à se mettre les écouteurs aux oreilles. Les dames en particulier ont horreur de ces instruments gênants qui les décoiffent.

Nous comprenons donc fort bien le désir de certains de nos lecteurs qui nous demandent le moyen d'ajouter une lampe basse fréquence derrière leur amplificateur haute fréquence.

D'une façon générale il suffit de remplacer le casque par le primaire

grille et -4 , le téléphone est placé dans le circuit plaque de cette lampe.

Construction d'un variomètre d'un nouveau genre. — Tout le monde connaît le variomètre constitué par deux bobines, l'une fixe, l'autre mobile à l'intérieur de la première. Ce variomètre est assez délicat de construction et son encombrement de-

vient vite important sauf pour les ondes très courtes.

Voici une idée qui nous est venue d'Amérique et qui permet de réaliser à peu de frais un variomètre peu encombrant.

Vous savez de longue date, comment se bobine une self en fond de panier, eh bien! il suffit de bobiner deux fonds de panier d'un genre un peu spécial.

On découpe dans du carton assez ri-

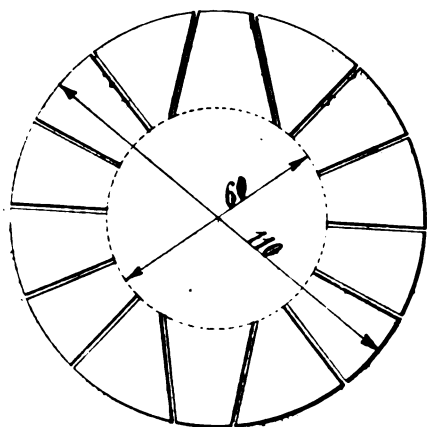


Fig. 1.

gide, deux surfaces rondes de 110 mm de diamètre, et l'on découpe 14 encoches disposées comme l'indique la figure. On bobine alors sur chaque

demi-cercle 22 spires, mais en prenant bien soin de les enrouler en sens inverse.

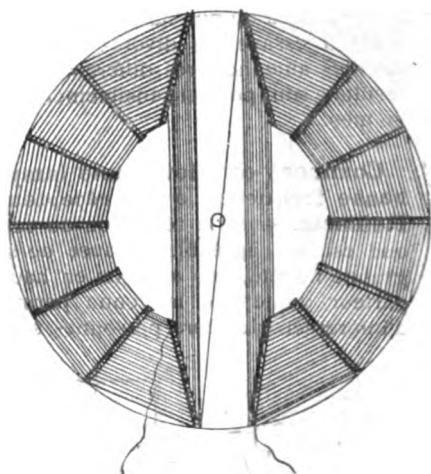


Fig. 2.

La figure ci-dessous montre clairement que l'induction mutuelle entre les parties 1 et 3 et les parties 2 et 4 est positive. Mais pour peu que nous fassions tourner l'un des doubles fonds de panier de 180° vers la droite, tout est changé, 2 est venu en face de 3 et 1 en face de 4 et l'induction mutuelle entre 2 et 3 et entre 1 et 4 est négative.

Vous concevez, n'est-ce pas, que vous obteniez ainsi une grande variation de la valeur de votre self résultante.

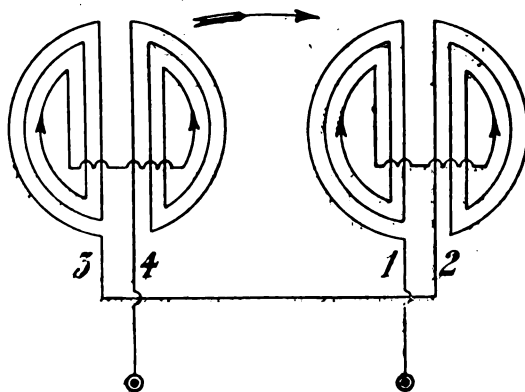


Fig. 3.

Pour installer le système de rotation, chacun peut donner libre cours à son imagination, utilisant ce qu'il peut posséder de mieux approprié.

Voici, par exemple, une solution entre mille. Sur une petite planchette de bois de 140×140 mm. on fixe une broche femelle de tube à vide, en ayant pris

trémité supérieure est tendue solidaire d'un bouton de commande.

Une distance maxima de 10 mm doit séparer les deux fonds de panier.

Les deux connexions qui suivent le mouvement de rotation doivent être faites en fil très souple.

Un variomètre construit avec les va-

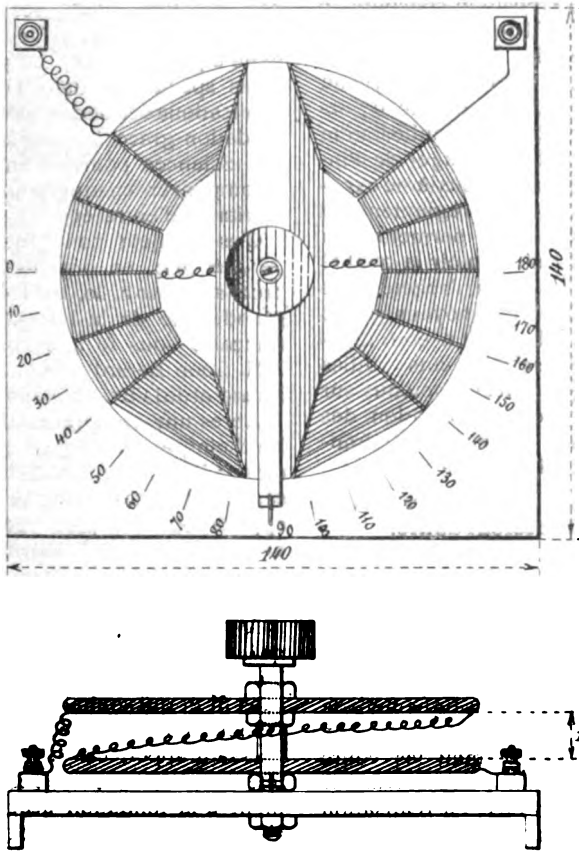


Fig. 4.

soin de serrer le premier fond de panier entre la base de cette broche et un écrou pour ne pas faire reposer les spires sur le bois.

Le second fond de panier est fixé d'une manière identique sur une broche femelle de tube à vide, dont l'ex-

trémité supérieure est tendue solidaire d'un bouton de commande. Une distance maxima de 10 mm doit séparer les deux fonds de panier. Les deux connexions qui suivent le mouvement de rotation doivent être faites en fil très souple. Un variomètre construit avec les va-

CORRESPONDANCE & AVIS

A. T. à Tournai. — Le présent numéro contient un article de M. Deloy où vous trouverez tous les renseignements et schémas du montage que vous désirez.

Deuxième Exposition-concours de télégraphie sans fil.

La deuxième exposition-concours de télégraphie sans fil organisée par l'Association des Petits Fabricants et Inventeurs français aura lieu à Paris au Champ-de-Mars du 24 août au 1^{er} octobre. Le succès de cette manifestation l'année dernière fait présager de l'intérêt que présentera la deuxième exposition-concours, dont le règlement est étudié à la fois pour permettre au constructeur de faire valoir la qualité de sa production et à l'acheteur de trouver facilement les moyens de se guider dans le choix d'un bon appareil. Tous renseignements utiles peuvent dès à présent être obtenus sur demande adressée à l'Association des Petits Fabricants et Inventeurs français, 151, rue du Temple, à Paris.

Cours public d'enseignement de la radiotélégraphie.

Pour répondre aux nombreuses demandes qui lui ont été faites, la Société des Amis de la T. S. F. a décidé d'organiser, avec l'assentiment du Conservatoire des Arts et Métiers, une deuxième série de travaux pratiques complémentaires de l'enseignement de la radiotélégraphie. Cette deuxième série a commencé en mai; les cours et travaux continuent à être suivis par un auditoire nombreux. La réalisation de notre programme d'éducation se poursuit ainsi avec un succès dont nous sommes fiers et heureux.

EXAMEN D'APTITUDE à l'emploi de radiotélégraphiste de bord.

La date de la prochaine session d'examen pour l'obtention du certificat d'aptitude à l'emploi de radiotélégraphiste de bord est fixée au 12 juin à St-Nazaire (Hôtel des Postes).

La session de Marseille est fixée au 10 juillet prochain; les dossiers devront parvenir au Service de la Télégraphie sans fil avant le 1^{er} juillet.

Pour la fondation d'un prix de télégraphie sans fil.

Parmi les multiples prix que décerne annuellement l'Institut, il est au moins surprenant de constater qu'il n'en existe aucun qui vise la télégraphie sans fil. C'est pourquoi, en présence des progrès inouïs réalisés depuis deux ou trois ans, n'était-il point de toute équité de créer, au profit des savants spécialisés dans l'étude et les applications des ondes hertziennes, une fondation grâce à laquelle l'Académie des Sciences pourrait enfin aider ou récompenser chaque année les plus méritants d'entre eux.

C'est ce qu'a pensé notre confrère *Je sais tout*, en organisant le 7 juin prochain, à 20 h. 30, au Trocadéro, une grande fête de la télégraphie sans fil française sous le haut patronage de MM. Léon Bérard, Paul Laffont, Emile Picard et de la S^{te} des Amis de la T. S. F.

Après une conférence de M. Daniel Berthelot, accompagnée d'un film inédit sur les merveilles de la télégraphie sans fil, le public aura la primeur des applications les plus récentes et les plus curieuses de Télégraphie et Téléphonie sans fil, de Télémécanique et de Télévision.

A tous les lecteurs de cette revue qui, mieux que tous autres, apprécient l'utilité et l'agrément de la télégraphie sans fil et qui souhaitent son développement continu, nous adressons un pressant appel, car le bénéfice de la fête du Trocadéro est destiné entièrement à la fondation académique que chacun d'eux appelait de ses vœux, c'est-à-dire à une œuvre intéressante entre toutes.

Voici le prix des places :

Loges réservées : 1.000 fr., 800 fr., 600 fr., 400 francs.

Fauteuils d'orchestre : 15 francs.

Balcon 1^{re} série : 12 francs.

— 2^e série : 6 francs.

Tribune : 3 francs.

Location ouverte au Trocadéro, à la revue *Je sais tout*, 10, avenue des Champs-Élysées, et dans les agences théâtrales.

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

Assemblée générale du 29 Mai 1923

La séance est ouverte à 21 heures, sous la présidence de M. le duc de Broglie. En attendant le résultat du vote des sociétaires, la parole est donnée au Secrétaire général, M. le colonel Cornu.

Rapport du Secrétaire général sur le fonctionnement de la Société des Amis de la T. S. F. pendant l'année 1922-1923.

La Société des Amis de la T. S. F. a été officiellement constituée le 22 mai 1922, mais ses débuts datent du mois de juillet précédent. Aucun rapport moral n'ayant encore été établi jusqu'à ce jour, nous avons pensé qu'il n'était pas inutile, dans le premier compte rendu soumis à l'Assemblée générale, de rappeler sommairement les événements survenus depuis l'origine de la Société, au lieu de nous limiter à l'exercice en cours.

Création de la Société.

L'idée de réunir en une association amicale les adeptes, de jour en jour plus nombreux, de la T. S. F. et de contribuer au maintien sur le terrain scientifique de l'union réalisée avec tant de cœur pendant la guerre, remonte au milieu de l'année 1921. La réalisation ne devait pas se faire attendre, et le 11 juillet de la même année, la Société était régulièrement constituée par ses fondateurs qui déposaient à la Préfecture de police la déclaration d'association prévue par l'article 5 de la loi du 1^{er} juillet 1901.

L'idée des créateurs, dont je n'ai pas besoin de vous rappeler les noms, trouva dès la première heure l'accueil le plus sympathique chez les amateurs, les encouragements les plus précieux parmi les hautes personnalités de la science et de l'industrie. La liste de notre Comité de patronage en est une preuve manifeste.

Le Comité, d'ailleurs, s'efforça dès le début, par une énergique propagande, de grossir le nombre des adhérents, et 30.000 circulaires, lettres d'invitation et extraits des statuts étaient adressés à toutes les personnes jugées susceptibles de s'intéresser à notre jeune Société; un résultat des plus satisfaisants récompensa les efforts de nos premiers représentants.

L'Onde Électrique.

Dès le mois de décembre 1921, le bureau se préoccupa de réaliser la création du Bulletin, prévu par les statuts, dans le but de permettre, entre les ingénieurs, les savants et aussi les amateurs, un constant échange d'idées si profitable à la science. D'actives tractations furent aussitôt engagées par votre secrétaire général : elles se terminèrent à notre entière satisfaction, par un accord avantageux avec M. Chiron, éditeur.

Ces résultats permirent à l'organe naissant de la Société de voir le jour dès le mois suivant. Le premier numéro de *l'Onde Électrique* parut en janvier 1922 et, depuis cette époque, la publication s'en poursuit régulièrement. Des efforts ont été faits, des améliorations sont en cours, en vue de réaliser une parfaite régularité dans le service du Bulletin.

Un perfectionnement important fut apporté, dans le courant de la première année, à l'organisation du début, par la création, sous la présidence du général Ferrié, d'un comité de rédaction, répondant au triple but d'étudier les questions relatives à la contexture du Bulletin, de prendre toutes mesures utiles en vue du développement de l'organe de la Société et d'apporter une opinion autorisée dans les examens critiques des articles proposés à l'insertion.

Ce comité est entré en fonction le 24 octobre 1922.

Grâce au concours actif et dévoué de M. Chiron, éditeur de *l'Onde Électrique* et secrétaire de notre Société, notre revue a pu se développer d'une façon régulière. Partie sur la base de 48 pages au numéro, elle en contient actuellement 64, sans qu'il en résulte aucune charge nouvelle pour la Société.

Nous avons apporté toute notre attention à adapter la rédaction aux desiderata de l'ensemble des sociétaires; la partie intéressant spécialement les amateurs y a pris une place chaque jour plus importante, sans nuire au développement des articles purement scientifiques ou techniques.

Le mérite de ces améliorations revient au Comité de rédaction et plus spécialement à M. Clavier, secrétaire de la rédaction, qui a fourni un effort considérable dans l'accomplissement d'une tâche souvent lourde.

Nous ne considérons pas d'ailleurs que le but poursuivi soit atteint et nous nous préoccupons sans trêve de la mise au point de notre revue.

Assemblée constitutive.

C'est le 22 mai 1922 que la Société des Amis de la T. S. F. reçut sa consécration définitive par la réunion de sa première Assemblée générale, son assemblée constitutive, sous la présidence de l'un de ses éminents fondateurs, M. le professeur Pérot.

Les statuts unanimement approuvés, la jeune Association avait, dorénavant, une existence légale et le devoir de poursuivre sa destinée, pour le plus grand bien de la science et l'intérêt particulier de ses adhérents.

Les résultats du premier exercice montrent qu'elle ne faillira pas à sa tâche.

Progression de la Société.

Nous en avons la première preuve dans la constatation du nombre chaque jour grandissant de nos adhérents, qui atteignait :

Au 1 ^{er} janvier 1922 le chiffre de	190
Au 22 mai — celui de	528
Au 1 ^{er} janvier 1923 —	810
Et à la date de ce jour	970

La vitalité de notre Société ne saurait donc être mise en doute.

Les travaux de la Société.

A) Nous en trouvons la première manifestation dans la remarquable conférence que fit, le 26 janvier 1922, l'un de nos éminents fondateurs, M. le général Ferrié, dans l'amphithéâtre de physique de l'Ecole polytechnique, sur les développements récents et les applications de la T. S. F.

Cette séance d'inauguration, présidée par M. Paul Laffont, sous-secrétaire d'Etat des Postes et Télégraphes, ouvrait la voie aux plus beaux espoirs d'activité utile : ces espoirs ne se sont pas démentis.

B) Les réunions mensuelles destinées à l'exposition et à la discussion des questions touchant de près ou de loin la radiotélégraphie nous ont permis d'entendre des communications du plus haut intérêt, qu'il me semble utile de rappeler ici :

Nouvelle méthode d'exploitation doublant le rendement des grands postes de T. S. F., par M. Abraham.

Variations en direction et en intensité du champ électromagnétique d'une émission, par M. Mesny.

Les merveilles de la T. S. F., par M. Le Mée.

La super-réaction, par M. Armstrong, et la pratique de la super-réaction, par M. David.

Les nouvelles pompes à vide et les lampes d'émission démontables à grande puissance, par M. Holweck.

La mesure des résistances en H. F. au moyen du pyromètre, par M. Jouaust.

L'étalonnage des capacités en valeur absolue, au moyen des circuits à ondes entretenues, par M. Bédau.

Les essais transatlantiques, par M. le Dr Corret.

La réception des ondes courtes, par M. Clavier.

L'exposé critique des théories de la propagation, par M. Bouthillon, et observations sur cet exposé, par M. Mesny.

Les transmissions dans l'air, par induction, par M. Pérot.

Les particularités de l'emploi de la T. S. F. à bord des avions, par le commandant Franck.

La structure électronique de l'électricité, par M. de Broglie.

Pour honorer la science américaine, la Société a offert à l'un de ses éminents savants, M. Armstrong, un banquet auquel assistait un grand nombre de nos sociétaires.

M. Armstrong a bien voulu accepter de développer dans une conférence remarquable, devant un auditoire attentif, ses procédés de super-réaction.

C). La Société a pris part à l'exposition de T. S. F. organisée par le Syndicat des petits fabricants et inventeurs français (Concours Lépine), où elle occupa un stand. Cette mesure compléta la propagande antérieure et nous valut un nombre respectable de nouveaux adhérents recrutés parmi les visiteurs.

D'autre part, quatre de nos membres les plus actifs : MM. Mesny, Metz, Jouaust et Clavier, firent d'intéressantes conférences dans la salle de l'exposition.

D). Je dois signaler également la participation de notre Société aux essais transatlantiques.

Un comité mixte fut constitué sous la présidence de notre collègue, M. le Dr Corret, où des représentants de la S. A. T. S. F. collaborèrent avec des membres du Radio-Club et de la Société d'études de T. S. F. de Juvisy. Il me paraît intéressant de rappeler les brillants résultats de ces essais, dus pour une très large part à l'activité inlassable du président de ce comité, grâce auquel les amateurs purent recevoir toutes les indications utiles en vue de la réception des émissions de l'Amérique.

Un grand nombre de sociétaires ont entendu, dans d'excellentes conditions, les transmissions américaines sur ondes courtes et sur faible puissance.

Par ailleurs, un poste français, celui de notre sympathique collègue M. Deloy, que les lecteurs de *L'Onde Électrique* connaissent bien, fut entendu en Amérique.

E). Il me reste enfin à relater l'œuvre si importante et si utile, préparée par la Société au cours de l'année 1922, la création et l'organisation au Conservatoire national des Arts et Métiers d'un cours public et gratuit d'enseignement élémentaire de la radiotélégraphie.

L'inauguration a eu lieu le 18 avril dernier.

L'enseignement, placé sous la haute direction de M. Chaumat, professeur au Conservatoire, comporte non seulement des conférences, qui ont lieu deux fois par semaine, mais encore des travaux pratiques.

Les cours théoriques, au nombre de vingt-cinq, sont professés par MM. Chaumat, Clavier, Jouaust, Mesny et Metz; les travaux pratiques et démonstrations expérimentales consécutifs aux conférences sont exécutés sous la direction de M. Lefrand, préparateur de M. Chaumat. Ajoutons que ces conférences auront comme sanction un brevet de radiotélégraphiste délivré par le Conservatoire des Arts et Métiers.

Les cours sont suivis par 700 auditeurs, dont 350, répartis en quatre groupes, prennent part aux travaux pratiques.

Faute de place, il n'a pas été possible d'admettre un plus grand nombre d'élèves.

La Société remercie particulièrement M. Chaumat, et se félicite d'avoir rencontré auprès des dirigeants du Conservatoire les appuis qui ont permis la réalisation de ce projet éminemment utile.

Conclusion.

Il me reste à conclure :

De l'exposé qui précède, il ressort nettement que notre Société, arrivée au terme de sa première année d'existence, se trouve dans une situation satisfaisante :

Le nombre de ses adhérents s'est régulièrement accru.

L'Onde Électrique est très appréciée par de nombreux lecteurs.

Les conférences mensuelles remportent un très grand succès, et la salle est trop petite pour le nombre des auditeurs qui y affluent.

Les cours de radiotélégraphie, organisés au Conservatoire national des Arts et Métiers, ont remporté un succès dépassant toutes nos espérances.

Mais il importe avant tout, que les plus grands efforts soient faits en vue d'accroître le nombre de nos adhérents.

L'argent restant toujours le nerf de la guerre, l'augmentation de ce nombre améliorera progressivement notre situation de trésorerie et nous assurera, au fur et à mesure de l'accroissement de nos ressources, une existence chaque jour plus intense et plus fructueuse.

Nous faisons donc appel à l'activité et à la bonne volonté de nos sociétaires, en les priant de répandre autour d'eux la bonne parole et de nous recruter le plus grand nombre possible de nouveaux adhérents.

La parole est ensuite donnée à M. Atthalin, trésorier.

Rapport du trésorier

Messieurs,

Nous avons examiné les comptes tenus par votre secrétaire général et qui nous ont été communiqués au début de l'année.

C'est en se basant sur ces comptes que nous avons l'honneur de vous présenter la situation financière de votre Société pendant l'exercice écoulé.

Cet exercice a été exceptionnellement de dix-neuf mois, et de ce fait votre Société a dû supporter des charges assez lourdes, les cotisations recouvrées ne s'appliquant qu'à l'année 1922.

L'état des recettes et dépenses de l'exercice s'établit comme suit :

RECETTES.

Cotisations membres bienfaiteurs.	2.000
Cotisations membres à vie	9.095
Soit pour l'ensemble des membres bienfaiteurs	
et à vie.	11.095
Cotisations membres donateurs.	1.200
Cotisations annuelles.	20.572
Dons divers	2.000
Publicité.	4.251 30
Recettes diverses.	880 20
Soit au total :	<u>39.998 50</u>

DÉPENSES.

<i>Onde Electrique</i>	15.412 10
Frais de réunion	5.571 20
Frais généraux et divers	5.558 97
Soit au total :	<u>26.542 27</u>

En vertu de l'article 12 des statuts, le fonds de réserve, correspondant aux cotisations des membres bienfaiteurs et à vie, doit être placé au nom de la Société en rentes nominatives sur l'Etat, ou en valeurs nominatives, dont le revenu comporte la garantie de l'Etat ou des Chambres de Commerce des départements, des Colonies et protectorats français.

En conséquence, les titres et valeurs ci-après ont été acquis par la Société :

10 Bons 6 % Crédit National,	
10 Bons décennaux 6 % Crédit National,	
70 fr. Rente 5 % Amortissable,	
Qui représentent au prix de revient	Frs. 11.054 20

La mise au nominatif de ces titres a été demandée.

L'excédent des recettes sur les dépenses après ce prélèvement ressort à Frs. 2.361,23 qui, d'après les propositions de votre Conseil d'administration, seraient employés à l'amortissement partiel des frais de constitution.

Aucune observation n'est présentée, M. Brylinski, commissaire aux comptes, présente alors son rapport.

Rapport des commissaires des comptes sur l'exercice 1922.

Messieurs,

Nous avons l'honneur de vous rendre compte de la mission que vous avez bien voulu nous confier dans votre Assemblée générale du 22 mai 1922.

Dans le silence des statuts, votre Conseil d'administration a décidé que le premier exercice de votre Société comprendrait la période écoulée du jour de sa constitution au 31 décembre 1922 et nous vous proposons de vous associer, par l'approbation des comptes de l'exercice ainsi défini, à cette décision. Il serait néanmoins utile de compléter vos statuts en régularisant après coup cette situation et en spécifiant que l'exercice annuel coïncide avec l'année civile.

La situation de votre Société au 31 décembre 1922 résulte des comptes ci-après :

..

RECETTES ET DÉPENSES DE L'EXERCICE

<i>Dépenses</i>		<i>Recettes</i>	
Versement à la réserve		Cotisations des membres	
statutaire	11.095 »	bienfaiteurs	2.000 »
<i>Onde Électrique</i>	15.412 10	— à vie	9.095 »
Frais de réunions	5.571 20	— donateurs	1.200 »
Frais généraux et divers	5.558 97	Cotisations annuelles	20.572 »
Amortissement partiel		Dons divers	2.000 »
des frais de constitu-		Publicité	4 251 30
tion	2.361 23	Recettes diverses	880 20
Total	<u>39.998 50</u>	Total	<u>39.998 50</u>

BILAN

<i>Actif</i>		<i>Passif</i>	
Frais de constitution	5.651 37	Réserve statutaire	11.095 »
Titres en portefeuille	11.054 20	Créanciers divers	8.254 77
Débiteurs divers	2.644 20	Total	<u>19.349 77</u>
Total	<u>19.349 77</u>		

L'exercice se solde en définitive par 2.361 fr. 23 en faveur de la Société. Il importe, d'ailleurs, de ne pas perdre de vue que ce résultat favorable n'a été obtenu que par l'incorporation aux « Frais de constitution » des dépenses de propagande effectuées avant la constitution définitive de la Société, et qui se montent à 7.959 fr. 85. Cette incorporation est normale et nous l'approuvons; mais ces frais de constitution forment un actif dont la valeur réelle est nulle, de sorte qu'il conviendra de les amortir aussitôt que la situation de la Société le permettra; c'est cet amortissement qui a été commencé par votre Conseil d'administration.

Le montant des cotisations des membres bienfaiteurs et à vie a été porté à un fonds de réserve, ainsi que le prescrivent les statuts de votre Société; des titres ont été achetés en représentation pour une valeur de 11.054 fr. 20. Les autres éléments des comptes ci-dessus ne paraissent de nature à motiver aucune observation spéciale de notre part.

La comptabilité de votre Société ne saurait soulever la plus petite suspicion; il serait néanmoins désirable qu'elle fût établie selon des formes plus usuelles que celles qui ont été employées jusqu'à présent.

D'autre part, il nous paraîtrait nécessaire qu'il fût nommé désormais chaque année trois commissaires des comptes, ainsi que le prévoient les statuts, et que la résolution annuelle par laquelle sont nommés les commissaires précisât qu'ils pourront agir ensemble ou

séparément, le rapport d'un seul d'entre eux pouvant même suffire au cas d'empêchement des deux autres.

Sous le bénéfice de ces diverses observations, nous avons l'honneur de vous proposer l'approbation des comptes qui vous sont soumis par votre Conseil d'administration tels qu'ils sont résumés ci-dessus.

Aucune observation n'étant encore présentée, les comptes de l'exercice 1922 sont approuvés à l'unanimité.

Le Président met aux voix la modification aux statuts qui résulte de la comparaison des textes suivants :

Ancien texte

L'assemblée générale entend le rapport du conseil sur sa gestion : elle approuve les comptes de l'exercice clos, sur le rapport des 3 membres élus au scrutin, étrangers au conseil, elle délibère sur les questions...

Nouveau texte

L'assemblée générale entend le rapport du conseil sur sa gestion : elle examine les comptes de l'exercice clos au 31 décembre de l'année précédente, sur le rapport de 3 commissaires élus au scrutin chaque année.

Ces trois commissaires doivent être étrangers au conseil, ils peuvent agir ensemble ou séparément, le rapport d'un seul d'entre eux pouvant même suffire en cas d'empêchement des deux autres.

L'assemblée délibère sur les questions...

La nouvelle rédaction, adoptée à l'unanimité des membres présents, devra faire l'objet d'un nouveau vote, le quorum prévu par les statuts n'ayant pas été atteint.

On procède ensuite à l'élection des commissaires aux comptes pour l'exercice 1923 : MM. Brylinski, Guillaume et le général Jullien sont élus à l'unanimité.

Le dépouillement des bulletins de vote donne alors le résultat suivant : sont élus :

Membres d'honneur : MM. A. Blondel, le général Ferrié, Janet.

Président pour l'exercice 1924-1925 : M. de Valbreuze.

EXERCICES 1923-1926.

Vice-Président : M. Abraham.

Secrétaire général : M. Mesny.

Secrétaire : M. David.

Commissaire aux Comptes : M. le général Jullien.

Membres du Conseil : MM. Belin, le commandant Brenot, le colonel Cornu, Dufour, le commandant Jullien, le colonel Maillard, Pérot, Waddington.

Le Président, avant de remettre ses pouvoirs au Président élu pour 1923, tient à rendre hommage aux fondateurs de la Société.

M. Bousquet prononce alors une courte allocution où, après avoir rendu hommage au dévouement de son prédécesseur, il insiste pour qu'une active propagande soit faite dans tous les milieux par les sociétaires eux-mêmes.

La parole est ensuite donnée à M. Reynaud-Bonin, ingénieur des P. T. T., qui présente une communication sur : la modulation en radiotéléphonie.

M. de Valbreuze, vice-président, expose enfin à l'assemblée ce que sera l'Exposition de Physique et de T. S. F., le but poursuivi, et énumère les concours qui sont d'ores et déjà acquis. Il demande l'appui de tous pour que cette exposition obtienne le plus grand succès.

La séance est levée à 22 h. 30.

MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCE ET AMPLIFICATEURS MAGNÉTIQUES

Par Marius LATOUR

La production directe des courants à haute fréquence par des alternateurs exige des vitesses périphériques assez élevées. En faisant même usage de la réduction de la polarité du stator par rapport à celle du rotor, c'est-à-dire de la réduction du nombre de dents sur le stator comme suggéré par nous en 1915, et comme il est fait aujourd'hui dans les alternateurs de la Société française Radio-électrique, on ne peut guère obtenir avantageusement plus de 40 000 périodes p/s ($\lambda = 7\,500\text{ m}$) avec 150 mètres de vitesse périphérique et 6 à 8/10 d'entrefer. Ce sont des conditions mécaniques admissibles, mais que l'on ne dépasserait pas volontiers.

Il faut cependant pouvoir produire des fréquences plus élevées. C'est cette nécessité qui fait encore l'intérêt essentiel des multiplicateurs de fréquence basés sur la saturation des substances ferro-magnétiques. Il faut reconnaître d'ailleurs que les multiplicateurs de fréquence ont déjà permis aux Allemands de réaliser les fréquences de 20 000 à 40 000 périodes pour les antennes des grands postes de télégraphie sans fil, avec des alternateurs homopolaires ordinaires ne comportant aucune particularité dans leur construction.

Il se trouve, en outre, que l'étude des multiplicateurs est absolument connexe de celle des appareils appelés amplificateurs magnétiques et qui peuvent servir à la manipulation ou à la modulation dans le circuit d'antenne, non seulement pour les postes d'émission à alternateurs, mais pour les postes d'émission à arc ou à tubes à vide.

L'idée d'obtenir, par voie statique, une fréquence multiple de celle d'un courant donné en provoquant l'apparition d'harmoniques par la saturation remonte à Epstein. Cette idée a été développée ensuite avec précision par Léonard et Wéber, ce dernier ayant eu plus particulièrement en vue la production de courants à haute fréquence (1906) et par Maurice Joly (1911). MM. Léonard et Wéber ont d'ailleurs proposé, les premiers, de réaliser pour courant alternatif une self variable avec circuit magnétique en fer, en agissant sur la saturation du circuit magnétique par un courant continu auxiliaire (1). Cette suggestion est à la base de la conception de l'amplificateur magnétique proposé par Osnos de la Société Telefunken et ensuite par Alexanderson en Amérique.

(1) Voir *Éclairage électrique*, tome XLVIII, p. 81.

Doubleurs de fréquence et amplificateurs magnétiques.

Le schéma du doublage de la fréquence avec deux transformateurs a été imaginé par MM. Léonard et Wéber ⁽¹⁾ et nous allons le rappeler.

On dispose de deux transformateurs semblables T_1 et T_2 , comportant trois enroulements E , E_1 , E_2 (voir figure 1).

Les enroulements E sont traversés par du courant continu (provenant d'une source e avec bobine de protection L). Les ampères-tours

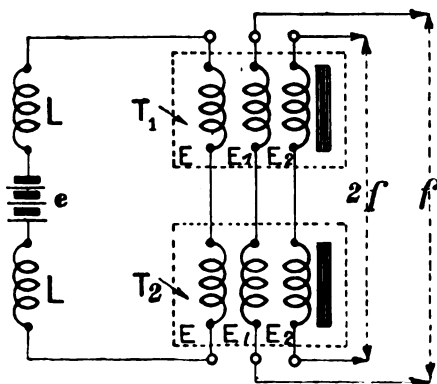


Fig. 1.

fournis par le courant continu sont tels que le circuit magnétique de chaque transformateur est saturé, c'est-à-dire soumis à une induction à partir de laquelle la perméabilité magnétique du fer diminue notablement. Les enroulements E_1 sont traversés par le courant alternatif de fréquence primaire f .

Si l'enroulement E_1 est de même sens que l'enroulement E dans le transformateur T_1 , il est de sens contraire à celui de l'enroulement E dans le transformateur T_2 , ou inversement. En ce qui concerne les enroulements E_2 , ils sont dans chaque transformateur T_1 et T_2 , de même sens que les enroulements E ou chaque fois de sens contraire à ces derniers; il en résulte que si l'enroulement E_2 est de même sens que l'enroulement E_1 dans un transformateur, il est de sens opposé à l'enroulement E_1 dans l'autre transformateur. En d'autres termes, les circuits secondaires E_2 des transformateurs T_1 et T_2 sont montés en opposition par rapport aux circuits primaires E_1 .

⁽¹⁾ Voir *Éclairage électrique*, tome XLVIII, loc. cit.

Supposons les secondaires E_2 à circuit ouvert et imaginons qu'un courant sinusoïdal de fréquence f traverse les enroulements E_1 .

Dans chaque transformateur, chaque fois que les ampères-tours produits par le courant de fréquence f s'ajoutent aux ampères-tours continus, ils sont relativement impuissants à accroître le flux de façon notable, mais chaque fois, au contraire, qu'ils se soustraient des ampères-tours continus, ils diminuent le flux d'une façon relativement importante. Le flux dans chaque transformateur oscille alors très peu au-dessus et beaucoup au-dessous de la valeur du flux donné par les ampères-tours continus supposés seuls existants. A noter que par suite du sens relatif défini plus haut des enroulements E_1 par rapport aux enroulements E , lorsque les ampères-tours alternatifs s'ajoutent aux ampères-tours continus dans un transformateur, ils s'en retranchent dans l'autre au même moment et inversement.

Cherchons à déterminer les flux embrassés par les enroulements E_2 des transformateurs T_1 , T_2 et prenons chaque fois comme sens positif celui des flux continus qui traverse ces enroulements dans chaque transformateur. On vérifie alors sans peine que si la courbe de la

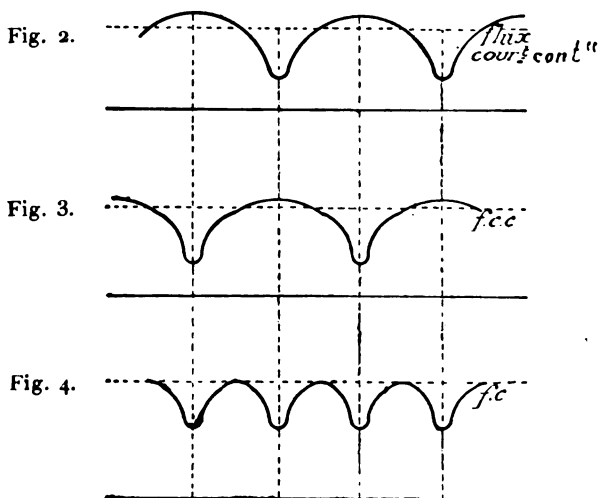


figure 2 représente la variation de flux dans l'enroulement E_2 du transformateur T_1 , c'est la courbe de la figure 3 qui représente la variation de flux dans l'enroulement E_2 du transformateur T_2 . La valeur du flux total embrassé par les deux enroulements E_2 est finalement représentée par la somme des courbes des figures 2 et 3, telle que représentée par la courbe de la figure 4. On remarque aussitôt que la fréquence de variation de ce flux total est $2f$ et par conséquent la tension

résultante induite dans les enroulements E_2 est bien de fréquence $2f$.

En se reportant à la figure 5, on se rend compte immédiatement de l'intensité de l'harmonique 2.

La courbe i représente la courbe de l'induction B en fonction des

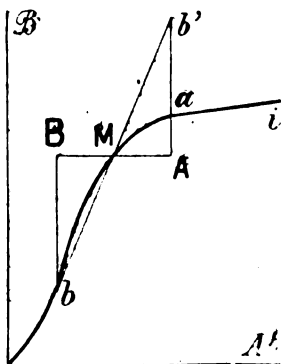


Fig. 5.

ampères-tours par cm. Si on travaille autour du point M déterminé par les ampères-tours à courant continu, on trouve que, pour des variations d'ampères-tours équivalentes de part et d'autre du point M telles que $MA = MB$, l'induction varie entre les points a et b et que la variation d'induction ou induction alternative maximum qui intervient pour l'harmonique 2 est égale à $\frac{Bb - Aa}{2} = \frac{ab'}{2}$.

Tel est le procédé de doublage habituel.

Nous avons cherché plus récemment à faire coïncider et à pouvoir

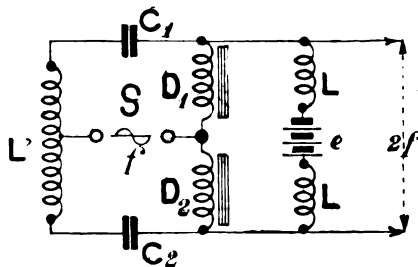


Fig. 6.

confondre les enroulements E , E_1 , E_2 des deux transformateurs de la figure 1, de façon à convertir ces transformateurs en deux simples bobines de self. Il devait en résulter une économie de cuivre et indirectement une économie dans le volume même du circuit magnétique,

se traduisant par un meilleur rendement et par une plus grande simplicité dans la construction.

Nous y sommes arrivés de façons variées.

Un premier mode d'exécution est le suivant :

On dispose (voir figure 6) deux bobines de self D_1 et D_2 à circuit ferro-magnétique. Ces deux bobines D_1 et D_2 sont alimentées, d'une part, en série et dans un même sens par la batterie e à travers les bobines de self de protection L . Ces deux bobines D_1 et D_2 sont alimentées, d'autre part, en dérivation et dans un sens opposé l'un à

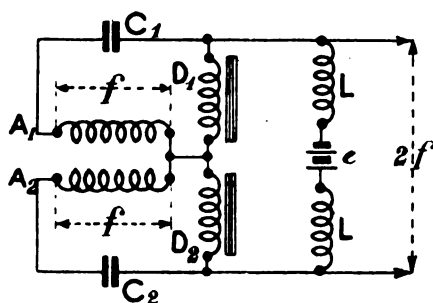


Fig. 7.

l'autre par la source S , de fréquence f avec interposition des deux moitiés de la self L' qui se trouvent montées magnétiquement en opposition pour les débits dans les deux selfs D_1 et D_2 . On dispose, en outre, des condensateurs semblables C_1 et C_2 . Le courant continu ne peut pas passer à travers les capacités C_1 et C_2 , et pas davantage le courant de

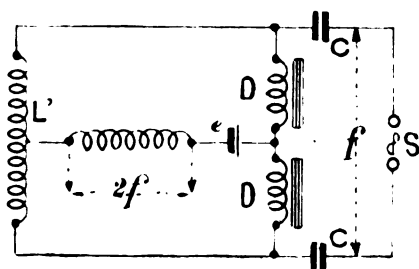


Fig. 8.

fréquence $2f$ à travers la bobine L' qui peut être de grande impédance. La bobine L' pourrait d'ailleurs être shuntée par une capacité C' accordée à la résonance pour faire « bouchon » pour la fréquence $2f$.

On peut supprimer la bobine L lorsque le circuit de la source de

fréquence f est décomposable en deux circuits distincts A_1 et A_2 . On obtient alors la disposition de la figure 7.

En réalité, on peut intervertir les situations respectives de la source à courant continu e et de la source de courant de fréquence primaire S et aboutir au deuxième mode d'exécution représenté sur la figure 8.

De toutes façons, on obtient bien le doublage avec deux bobines de self seulement à circuit ferro-magnétique, au lieu de deux transformateurs.

Nous avons dit plus haut que le schéma du doublage correspondait à celui d'un amplificateur magnétique. Malgré toutes les propo-

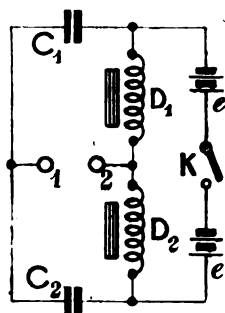


Fig. 9.

sitions faites par Osnos, Alexanderson et nous-même, il en est, en effet, finalement, à notre sens, la forme la plus rationnelle et nous l'avons réalisé également sous la forme de deux bobines de self à circuit ferro-magnétique comme le doublage.

Les figures 9 et 10 représentent, à cet égard, la transposition des schémas des figures 6 et 8, au cas des amplificateurs magnétiques.

Les bornes de l'amplificateur magnétique, au point de vue du circuit à haute fréquence, sont figurées par 1 et 2. Si on amène un courant haute fréquence entre ces bornes 1 et 2, l'appareil représente dans son ensemble une certaine réactance qui est fonction de l'état de saturation des bobines à circuit ferro-magnétique D_1 et D_2 , mais cet état de saturation peut justement être réglé en faisant débiter dans les bobines D_1 et D_2 un courant continu approprié par la batterie e . La réactance sera, comme on peut s'en rendre compte, de valeur égale pour les deux demi-ondes du courant à haute fréquence, puisqu'il y a deux bobines de réactance à circuit ferro-magnétique qui travaillent alternativement dans des conditions semblables.

Sur les figures 9 et 10, on a représenté simplement une clé de manipulation K . La fermeture de cette clé K , en introduisant le courant

continu qui produit la saturation des bobines B_1 et B_2 , a pour résultat de réduire considérablement la réactance de ces bobines, de court-circuiter en quelque sorte les bornes 1 et 2 entre elles. La puissance mise en jeu par la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur sur courant continu, étant donné le faible volume des bobines, est incomparablement plus faible que la puissance à haute fréquence qui se trouve commandée par cette manœuvre dans le circuit aboutissant aux bornes 1 et 2. C'est là le principe même de l'amplificateur magnétique.

Les procédés de manipulation par amplificateurs magnétiques se

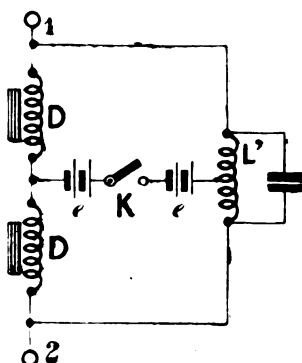


Fig. 10.

répandent de plus en plus dans les grands postes alternateurs, et ils deviendront bientôt d'un usage général.

Au lieu d'un interrupteur pour la manipulation, on peut imaginer que l'on dispose le secondaire d'un transformateur pour la modulation à basse fréquence ou à fréquence musicale, en vue d'effectuer la modulation en téléphonie sans fil. Nous croyons que les dispositifs représentés par les figures 9 et 10 pourront alors être avantageusement introduits dans les postes à valves et être substitués aux procédés de modulation par des valves déjà connus, et que nous avons antérieurement préconisés. Nous espérons pouvoir le démontrer prochainement.

Tripleurs de fréquence.

En réalité, on peut réaliser des multiplieurs sans avoir recours à la saturation par courant continu auxiliaire et en utilisant des bobines de réactance comme nous l'avons décrit précédemment pour le doublage. On sait, en effet, que la saturation directe par courant alternatif introduit les harmoniques impairs de la fréquence fondamentale. L'apparition des harmoniques 3 et 5 est déjà malheureuse-

ment courante dans les transformateurs industriels que, pour des raisons d'économie, on a pris l'habitude de réaliser avec des circuits magnétiques trop saturés.

Pour mettre les harmoniques impairs en évidence dans de bonnes conditions de stabilité et de rendement, nous avons eu recours à des montages particuliers. Nous avons utilisé différents schémas.

Suivant la figure 11, l'alternateur 1 de fréquence f débite à travers sa capacité de compoundage 2 sur l'ensemble comprenant : le multiplicateur 3 constitué par une simple bobine de self-induction à noyau magnétique, la capacité 4 équilibrant sensiblement la réactance du multiplicateur pour la fréquence f , le bouchon 5 fermant le passage au courant de la fréquence multiple de f recherchée, la capacité réglable 6.

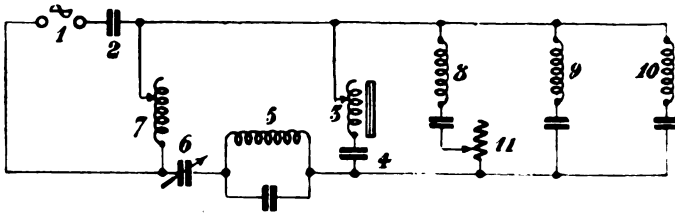


Fig. 11.

En dérivation sur le multiplicateur 3 et sa capacité de compoundage 4, sont disposés des shunts résonants 8, 9, 10 pour les fréquences multiples développées dans le multiplicateur. Le circuit de la fréquence multiple sur laquelle on entend prélever l'énergie, comprend une résistance d'utilisation telle que 11 représentée sur la figure sur la première fréquence harmonique ou harmonique 3, et la self inductance auxiliaire peut au besoin y être supprimée. Les shunts résonants des autres fréquences successives peuvent être de véritables court-circuits pour les courants de ces fréquences harmoniques.

En vue d'accélérer la mise en marche du système, c'est-à-dire pour obtenir rapidement le régime à courant fort du système à ferro-résonance représenté par l'ensemble qui vient d'être décrit ⁽¹⁾, on prévoit de réduire, pour le démarrage, le nombre de spires du multiplicateur 3 et de le porter progressivement à sa valeur de régime. En réalité, la stabilité du régime à courant fort demande que la capacité 8 soit inférieure à celle qui donnerait véritablement la résonance. Dans ces con-

⁽¹⁾ Pour les deux régimes possibles à courant faible et à courant fort en ferro-résonance, voir Béthenod, *La Lumière électrique*, 30 novembre 1907; Boucherot, *R. G. E.*, 11 décembre 1920.

ditions, l'ensemble qui vient d'être décrit absorbera du courant réactif déphasé en avant. Pour compenser cet effet, on dispose en dérivation sur cet ensemble la self inductance variable 7 qui absorbe du courant réactif déphasé en arrière. Il arrive ainsi que le courant débité par l'alternateur est inférieur au courant qui traverse le multiplicateur. On peut, dans tous les cas, régler la capacité 2, et la valeur de cette capacité peut différer de celle qui correspond au compoundage exact de l'alternateur pour la fréquence f .

La figure 12 représente un autre montage. L'alternateur débite, cette fois, sur le multiplicateur 3 et le bouchon 5 sans intercalation de capacité d'aucune sorte, de façon à éviter toute indétermination de

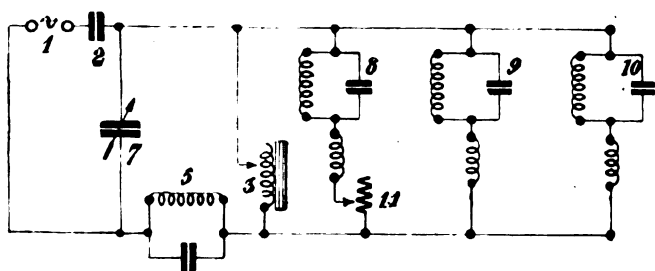


Fig. 12.

régime. En dérivation sur le multiplicateur, sont montés une série de bouchons pour la fréquence principale accordée avec des bobines de self-induction en série pour les fréquences harmoniques multiples. Le circuit de la fréquence multiple utilisée comporté la résistance 11; la self inductance auxiliaire peut au besoin y être supprimée.

L'ensemble prenant, dans ces conditions, du courant réactif déphasé en arrière, on dispose une capacité réglable 7 pour compenser ce courant par un courant réactif déphasé en avant.

On peut supprimer la capacité de compoundage 2 et prévoir le compoundage de l'alternateur par un ajustement approprié de la capacité 7.

Tôles spéciales pour multiplicateurs et amplificateurs magnétiques.

Les multiplicateurs de fréquence et amplificateurs magnétiques doivent être construits avec des tôles permettant d'obtenir les plus faibles pertes possibles.

Nous avons d'abord attiré l'attention en 1915 sur l'utilisation, dans la construction des multiplicateurs, de substances magnétiques telles

que le nickel qui présentent une courbe de magnétisme correspondant à la courbe de magnétisme du fer tracée à une échelle réduite suivant l'axe des inductions. Ces substances, dans lesquelles le phénomène de la saturation apparaît pour des inductions plus faibles que dans le fer, offrent, en effet, la possibilité d'exploiter ce phénomène de la saturation en ayant recours à des variations d'induction beaucoup moindres qu'avec le fer. Ces variations d'induction deviennent alors plus compatibles, au point de vue des pertes, avec la haute fréquence considérée. Nous avons fait depuis des recherches pour déterminer, dans la série des aciers au nickel, une substance de cette sorte ayant en même temps un faible coefficient hystérétique et une grande résistivité,

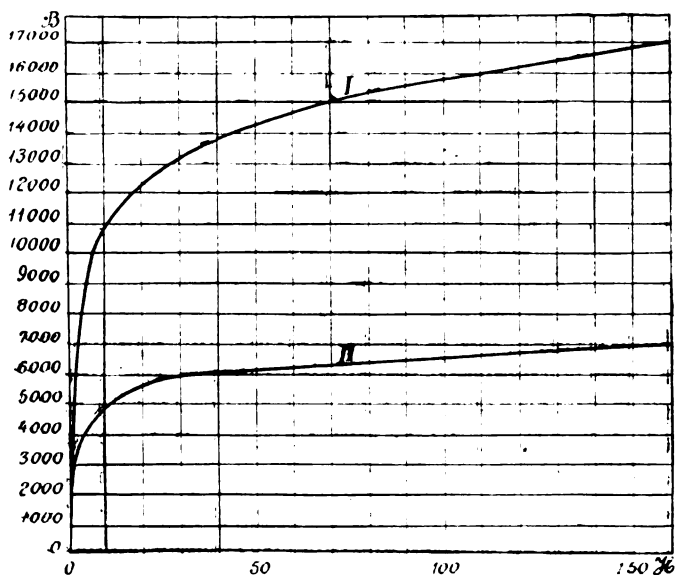


Fig. 13.

étant bien entendu que la substance visée devait être assez malléable pour pouvoir être mise sous la forme de tôles de 0,05 à 0,06 mm d'épaisseur.

Nous avons, avec le concours des aciéries d'Imphy, abouti finalement à un alliage très intéressant que nous désignerons sous le nom d'alliage γ .

Les tôles de 0,05 à 0,06 mm de cet alliage ont été comparées aux meilleures tôles de même épaisseur qui pourraient être produites aujourd'hui pour multiplicateurs en fer au silicium. Les mesures ont été faites au Laboratoire central sous la direction de M. Jouaust;

l'alliage a été considéré à la température de 100°C et les résultats de la comparaison sont les suivants :

Courbe de magnétisme. — La figure 13 représente à la fois la courbe de magnétisme de l'échantillon de tôles au silicium (courbe I) et la courbe de magnétisme des tôles de l'alliage γ (courbe II). On remarque immédiatement que la courbe des tôles de l'alliage est sensiblement celle de l'échantillon des tôles de fer au silicium ramenée à l'échelle réduite de 0,4 suivant l'axe des inductions. L'échantillon des tôles au silicium considéré présente cependant la particularité d'être relativement peu perméable aux fortes inductions.

Hystérésis. — Nous avons déjà signalé (voir *Radio Review*, août 1921), que le laminage sous les faibles épaisseurs de 0,05 à 0,06 mm augmente notablement l'hystérésis des tôles. Le coefficient d'hystérésis de l'échantillon de tôles de fer au silicium de 0,05 à 0,06 mm dont la courbe de magnétisme est représentée sur la figure 13, n'est néanmoins que de 0,0014 pour l'induction de 2.600 gauss et de 0,0026 pour l'induction de 17.000 gauss; ces nombres, vu la faible épaisseur des tôles, doivent être considérés comme très faibles. Il arrive cependant que le coefficient d'hystérésis des tôles de 0,05 à 0,06 mm de l'alliage γ est plutôt plus avantageux, puisqu'il est de 0,0014 pour l'induction de 7.000 gauss correspondant à la saturation de l'alliage.

Résistivité. — On connaît les difficultés qu'il y a à laminier sous faible épaisseur des tôles ayant une forte teneur en silicium. La résistivité des tôles de fer au silicium pour l'échantillon considéré est cependant de 45 microhms-centimètre (soit de 50 pour 100 supérieure à celle des meilleures tôles actuellement sur le marché). Or, la résistivité des tôles de l'alliage γ est encore plus élevée : 85 microhms-centimètre.

Aussi, la supériorité des tôles de l'alliage sur les meilleures tôles de fer au silicium pour multiplicateurs est considérable. Ces tôles d'alliage γ permettent d'obtenir un bien meilleur rendement aux fréquences très élevées; comme conséquence, elles permettent d'éviter les complications introduites dans la construction des multiplicateurs, en vue de l'évacuation d'une quantité de chaleur excessive.

Les pertes par centimètre cube peuvent se calculer d'après les formules que nous avons déjà établies (voir *R. G. E.*, 13 avril 1918). Ce n'est, en réalité, que vers 100.000 p : s que les pertes par courants de Foucault atteignent la valeur des pertes par hystérésis, et ceci pour une induction correspondant à la saturation.

L'obtention des tôles dont nous venons de donner les caractéris-

tiques augmente considérablement le domaine d'utilisation des multiplicateurs de fréquence et des amplificateurs magnétiques.

On peut dire qu'il n'y a plus de limite à l'utilisation des substances ferro-magnétiques pour la génération, la manipulation et la modulation des courants à haute fréquence. Quoi qu'il en soit des succès annoncés dans le domaine des tubes à trois électrodes de grande puissance, il est bien vrai aujourd'hui que ces succès, quoique toujours à souhaiter, ne seraient pas indispensables pour le développement des grands postes d'émission de télégraphie sans fil, quelles que soient les fréquences et les longueurs d'onde adoptées.

Marius LATOÛR.

PROCÉDÉS DE RÉCEPTION PAR CHANGEMENT DE FRÉQUENCE (interférence, modulation)

Par A. CLAVIER

A. — *Réception des ondes entretenues par interférence avec une oscillation locale.* — Lorsque l'on reçoit des ondes amorties ou de la téléphonie sans fil, le courant moyen détecté par un système récepteur à lampes ordinaire varie à une fréquence comprise dans la gamme des fréquences audibles, et la membrane du téléphone se déplace de façon à donner le son de hauteur caractéristique de l'émission amortie, ou de façon à reproduire l'émission téléphonique.

A la réception des signaux par ondes entretenues, le courant moyen détecté varie d'intensité à la fin et au début de chaque signal, mais reste constant pendant toute la durée de celui-ci. Le téléphone ne rend aucun son.

On a d'abord reçu les ondes entretenues des postes à arc en coupant périodiquement le courant à la réception à l'aide d'un vibreur connu sous le nom de tikker. Mais on enlevait ainsi beaucoup de sensibilité au récepteur, du fait que l'énergie reçue par l'antenne durant les coupures était mal utilisée.

La lampe a permis de nouveaux moyens de réception de beaucoup supérieurs. Le premier est la réception par interférence. A côté du

circuit oscillant de réception, on dispose un petit hétérodyne réglé sur une longueur d'onde voisine de celle qu'on veut recevoir.

Ainsi, on superpose dans le circuit oscillant de réception deux oscillations de fréquences un peu différentes. L'oscillation résultante peut être considérée comme gardant la même fréquence fondamentale que l'oscillation incidente, mais une amplitude périodiquement variable à une fréquence égale à la différence des fréquences incidente et locale (fig. 1).

Le phénomène d'interférence ainsi obtenu est identique à celui qu'on obtient en acoustique, en faisant vibrer côte à côte deux diapasons de fréquences voisines (phénomène des battements).

Si la différence de fréquence entre les ondes incidente et locale est comprise dans la gamme des fréquences audibles, les signaux émis en ondes entretenues deviennent audibles après détection. La hauteur du son entendu ne dépend que du réglage de l'hétérodyne à la réception, et, en aucune façon, de l'émetteur. On règle donc l'émission locale de

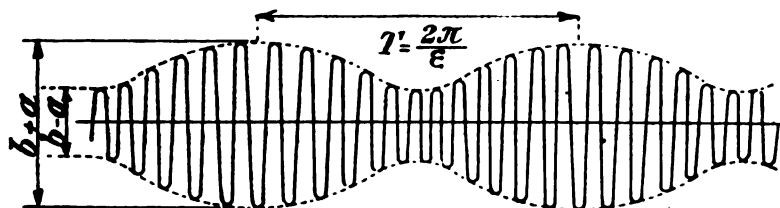


Fig. 1. — Interférences de deux ondes de fréquence voisine.
 ϵ est la différence des pulsations des deux ondes.

telle sorte qu'on obtienne la hauteur de son pour laquelle le récepteur téléphonique est le plus sensible, et il est aussi avantageux, en retour, de pouvoir régler ce récepteur par un dispositif faisant varier la distance de la membrane vibrante aux pôles de l'électro-aimant.

Mais on se heurte à de grosses difficultés pour la réception des ondes courtes par hétérodyne. Pour obtenir que l'effet dû à l'interférence soit audible, il faut que la fréquence des battements soit inférieure à 3000, limite pratique d'audibilité. Pour recevoir une onde de 100 mètres, il faut donc que l'écart avec l'onde locale soit inférieur à 10 centimètres. Ce réglage est difficile à obtenir. Si l'onde incidente ou l'onde locale change tant soit peu de fréquence, on n'entend plus rien. Pour éviter des réglages aussi délicats, il vaut mieux recevoir en faisant osciller le récepteur lui-même, en serrant un peu la réaction, comme chacun sait, et dérégulant légèrement le récepteur de façon à ce qu'il n'oscille pas tout à fait sur la même

fréquence que la fréquence incidente. Tous les montages ordinairement indiqués pour l'emploi de la réaction peuvent servir avec avantage (fig. 2). Sur ondes courtes, on peut recommander l'emploi de la lampe en schéma genre hétérodyne, avec alimentation en dérivation. Le désavantage dû à ce que le circuit de réception n'est pas tout à fait accordé n'est pas très grave sur les ondes courtes. La

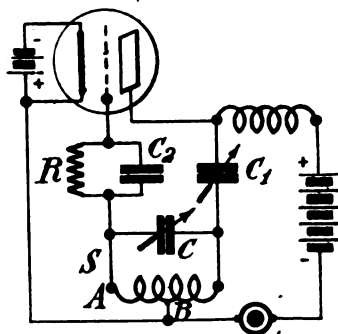


Fig. 2. — Montage genre hétérodyne avec alimentation en dérivation.

réception se fait aisément, et avec une grande sélection, car toute émission différant de plus de 5 centimètres de l'onde reçue peut être éliminée.

La réception par interférence a d'autre part le très gros avantage de donner une amplification considérable due à la mise en œuvre de l'énergie dépensée localement.

B. — *Réception de la téléphonie par méthode « homodyne »*. — C'est pour profiter de cette amplification qu'on reçoit parfois les émissions téléphoniques sur un récepteur qui oscille juste à la fréquence porteuse des ondes reçues. Mais ce procédé, acceptable pour des ondes un peu longues, est mauvais pour les ondes courtes ; le moindre dérèglement fait naître des hurlements ; il y a toujours à craindre une grave déformation à la réception.

C. — *Réception par double hétérodyne*. — Mais une méthode très ingénieuse, dont l'idée d'origine est due à M. Lévy, consiste dans l'emploi d'une méthode d'interférence dans laquelle la différence de fréquences, entre l'onde incidente et l'onde locale, au lieu d'être dans la gamme des fréquences audibles, est à une fréquence beaucoup plus basse que l'onde incidente, mais néanmoins hors de la gamme audible.

Supposons que l'on veuille, par exemple, recevoir une onde d'environ 200 mètres de longueur. On fera des battements à 100 000 périodes par seconde. On détectera et on obtiendra un courant transformé de

fréquence 100 000 qu'on pourra amplifier utilement avec les amplificateurs usuels, en particulier les amplificateurs à résistance à étages multiples. Après une nouvelle détection, on pourra amplifier à basse fréquence. Les signaux seront perçus très forts au téléphone.

On profite ainsi d'une amplification intermédiaire encore à haute fréquence (100 000), mais à fréquence cependant beaucoup plus basse que celle de l'onde reçue (de l'ordre de 1 000 000). Les amplificateurs à résistances restent très sensibles sur la fréquence 100 000, les capacités parasites étant alors peu nuisibles.

La figure 3 représente un récepteur superhétérodyne. La première lampe, détectrice, comporte un circuit oscillant analogue à celui déjà

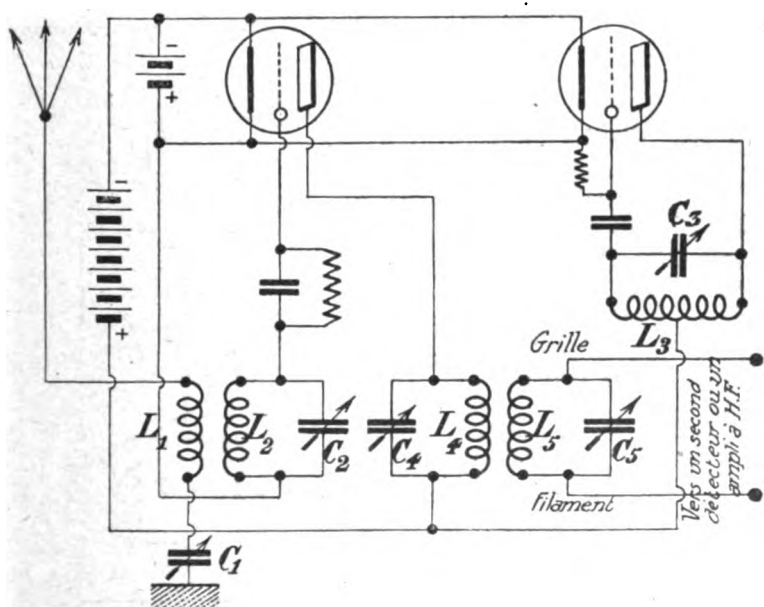


Fig. 3. — Réception par superhétérodyne.

décrit, sur lequel viennent aussi agir les oscillations à haute fréquence d'un oscillateur. Pour recevoir 200 mètres, cet oscillateur oscillera à 214 mètres, par exemple (circuit $L_3 C_3$).

Un circuit oscillant 4 est réglé à la fréquence 100 000 et agit par induction sur le circuit oscillant 5 de la première lampe d'un amplificateur à haute fréquence, résistance, ou transformateur, de fabrication usuelle, et réglé une fois pour toutes comme s'il s'agissait de recevoir la fréquence 100 000 (3 000 mètres).

Pour recevoir des ondes entretenues avec un tel système, il faut

un deuxième hétérodyne réglé près de 3 000 mètres, de façon à donner des battements audibles. C'est de là qu'est dérivé le nom de double hétérodyne.

D. — *Réception autodyne-hétérodyne.* — Pour recevoir les ondes entretenues, on pourra utilement se servir de la méthode suivante :

Un circuit oscillant récepteur est accordé sur la fréquence incidente. L'accouplement plaque-grille est réglé de telle sorte que la lampe soit très proche d'osciller, mais n'oscille pas spontanément. Sur le même circuit oscillant vient agir l'émission d'un hétérodyne voisin dont la longueur d'onde est voisine de celle à recevoir.

On constate que sous l'action des signaux incidents, la lampe autodyne se met à osciller fortement et aussitôt des battements se produisent avec l'émission hétérodyne locale. Ces signaux, si l'on

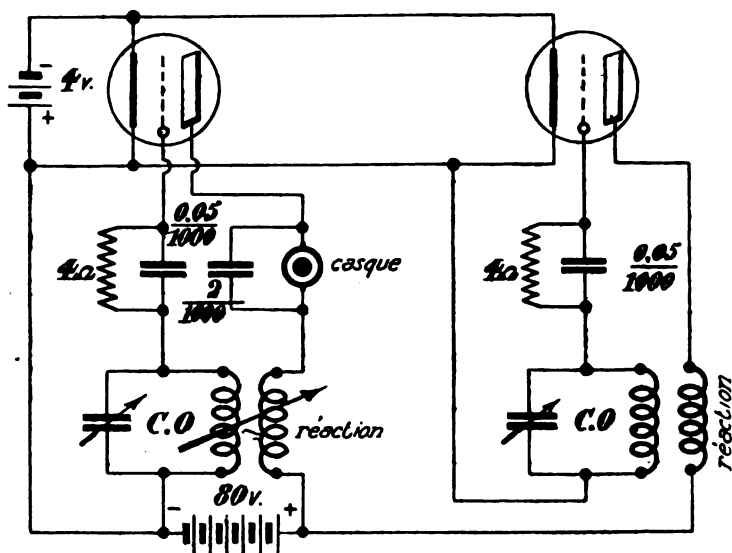


Fig. 4. — Montage autodyne-hétérodyne.

soigne le réglage, sont perçus très intenses et sans déformation. La réception peut se faire, soit sur la lampe réceptrice, soit sur la lampe hétérodyne (fig. 4).

E. — *Réception des ondes entretenues par modulation* (M. Jouaust). — Au lieu d'établir entre la plaque et le filament une différence de potentiel constante à l'aide d'une batterie de piles ou d'accumulateurs, on peut utiliser une différence de potentiel alternative haute fréquence obtenue en réunissant le filament d'une part, la plaque d'autre part,

aux deux armatures du condensateur d'un hétérodyne. La fréquence de ce dernier est réglée à une valeur très voisine de celle des oscillations à recevoir.

Les courants électroniques ne pouvant passer que lorsque la plaque est positive par rapport au filament, le courant ne circule dans le circuit de plaque que lors des alternances positives de la tension de plaque.

C'est un courant redressé, périodique haute fréquence, d'intensité moyenne constante. Le téléphone reste silencieux.

Mais si le circuit récepteur reçoit une onde incidente, le courant plaque va passer avec plus d'intensité quand la grille sera positive, moins d'intensité quand la grille sera négative.

Comme les deux oscillations des potentiels grille et plaque se font

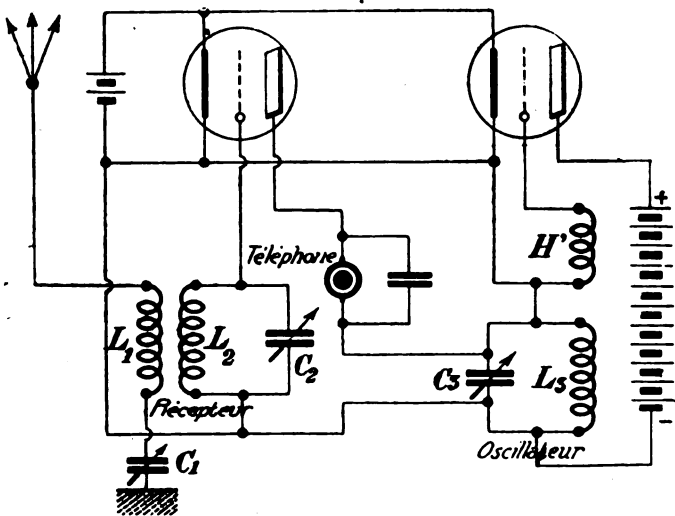


Fig. 5. — Réception par modulation.

à des fréquences voisines, les coïncidences favorables vont se produire périodiquement à basse fréquence. Le courant dans le circuit de plaque va devenir un courant d'amplitude variable à basse fréquence. Le téléphone va rendre un son dont la hauteur sera égale à la différence des fréquences incidente et locale.

On obtient ainsi un redressement total et par suite une excellente détection (fig. 5) ⁽¹⁾.

⁽¹⁾ Jouaust, *Onde Électrique*, n° 1: Gutton, Cours de l'École supérieure d'électricité.

On comprendra nettement ce qui se passe en imaginant l'écoulement d'un fluide dans un tuyau comportant deux robinets, fermés et ouverts à des fréquences voisines.

On peut appliquer ce mode de détection avec un montage double hétérodyne. Les résultats sont très favorables.

F. — *Modulation d'un oscillateur local.* — Enfin, nous signalerons un moyen d'obtenir de très fortes amplifications à partir de signaux déjà reçus de façon assez intense. Ce moyen consiste à se servir des signaux obtenus pour moduler un petit émetteur local, réglé à une fréquence usuelle (fig. 6).

Il s'agit, en somme, de faire varier l'amplitude des oscillations de

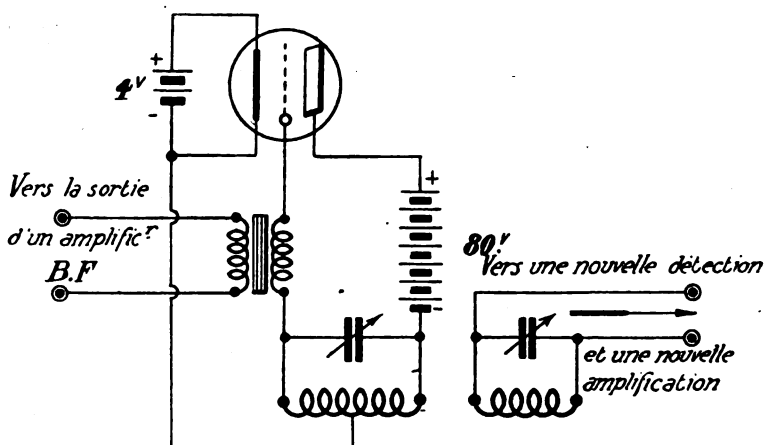


Fig. 6. — Modulation d'un oscillateur local.

l'émetteur local en accord avec les signaux téléphoniques reçus. On peut se servir d'une modulation directe sur grille, ou d'une modulation par lampe faisant résistance grille, ou d'une modulation par lampe en dérivation.

Les signaux modulés peuvent alors être réamplifiés haute fréquence par un amplificateur usuel, résistance ou transformateur et, après détection, réamplifiés basse fréquence.

A. CLAVIER.

EXPOSÉ CRITIQUE DES THÉORIES DE LA PROPAGATION

Par L. BOUTHILLON

Ingénieur en chef des Télégraphes

(Suite)

2° *L'influence de la courbure de la terre.*

L'étude de l'influence sur la propagation des ondes de la courbure de la terre a tenté les plus illustres mathématiciens du vingtième siècle. C'était le type du beau problème de physique mathématique. Il s'imposait naturellement à l'esprit des savants, principalement des écoles anglaise et française qui, développant la théorie de Fresnel, ont, sous l'influence de maîtres éminents, comme Lord Rayleigh et Henri Poincaré, mené à une si grande perfection les études sur la propagation des ondes. La question était d'ailleurs si délicate que les plus illustres hésitèrent, chacun remettant sur le chantier, sans se lasser, ses propres travaux et ceux des autres. Toutefois, après des corrections successives, des conclusions d'ensemble s'imposèrent; la forme du facteur de correction à appliquer à la formule de Hertz, trouvée par Henri Poincaré, fut confirmée par les mathématiciens anglais, qui reprirent le problème et aboutirent à des résultats complets et concordants.

La méthode employée par tous les auteurs, sauf March et von Rybczinski, consiste à écrire d'abord les expressions du champ électromagnétique sous forme de séries dont le terme d'ordre n est le coefficient de Legendre d'ordre n , et dont le coefficient correspondant est une combinaison des fonctions de Bessel d'ordre $n + \frac{1}{2}$.

Poincaré et Nicholson remplacent ensuite la série par une intégrale dont ils obtiennent la valeur par le calcul des résidus. Leur analyse, valable au fond, paraît manquer de rigueur en quelques points de détail, et ne s'applique plus aux antipodes du transmetteur.

Macdonald remplace les termes de la série par des expressions approximatives, et substitue ensuite à la série modifiée une intégrale. Au point de vue purement mathématique, la méthode semble prêter à des objections, la somme de la série étant beaucoup plus petite que les différences entre les termes les plus importants de la série originale et de la série modifiée. Cependant, la somme des diffé-

rences est du même ordre que la somme de la série, et, comme dans la plupart des problèmes physiques, la fin justifie les moyens.

G.-N.] Watson transforme, à l'aide du calcul des résidus, la série originale en une série rapidement convergente, bien adaptée au calcul numérique. La méthode de calcul est plus rapide que celle des auteurs précédents.

Love a traité le problème d'une manière purement arithmétique, pour un cas particulier.

March et Rybczinski ont suivi une marche complètement différente de celle des autres auteurs. Ils partent d'une intégrale au lieu d'une série, mais Love a montré que leur analyse pèche dès le point de départ, l'expression qu'ils prennent pour la force électrique étant incorrecte.

Les résultats de tous ces travaux sont les suivants : les deux formules données par Macdonald et Watson donnent le même résultat dans le domaine de validité qui leur est commun, celui des petites valeurs de θ . La formule de Nicholson peut facilement être ramenée aux précédentes, en corrigeant une erreur de calcul évidente. Love, qui a fait le calcul pour un cas particulier, retrouve des résultats concordants.

Le problème de la propagation des ondes électromagnétiques le long de la surface de la terre peut donc être considéré comme résolu.

Les derniers résultats sont ceux de Watson : nous allons les résumer ci-dessous :

1° Aux points pour lesquels θ n'est voisin ni de zéro ni de π , on a sensiblement :

$$M = 2Il \cdot (2\pi)^{\frac{10}{6}} \frac{a^{-\frac{5}{6}} \lambda^{-\frac{7}{6}}}{\sqrt{\sin \theta}} \frac{1}{0,8033} e^{-0,700 \left(2\pi \frac{a}{\lambda}\right)^{\frac{1}{3}} \theta}$$

Cette formule est susceptible de l'interprétation suivante :

Le premier facteur $\frac{A}{\sqrt{\sin \theta}}$ montre que les ondes suivent exactement la surface de la terre, l'énergie par unité de surface d'onde, proportionnelle au carré de l'amplitude, variant comme l'inverse de la distance à l'oscillateur, laquelle est proportionnelle à $\sin \theta$ ou, autrement dit, l'énergie étant constante sur toutes les circonférences tracées à la surface de la terre et qui ont leurs centres sur l'axe de l'oscillateur. Il y a, en outre, une décroissance d'amplitude, pendant la propagation, suivant une formule exponentielle, d'exposant $-\alpha \theta$.

2° Au voisinage des antipodes, on a :

$$M = k J_1 (\pi - \theta)$$

Il se produit donc autour des antipodes des anneaux d'interférences :

Dans le but de rechercher dans quelle mesure les résultats trouvés ci-dessous permettent de rendre compte des phénomènes observés, il est intéressant de comparer la formule déduite de l'étude de G. V. Watson à la formule expérimentale d'Austin. Le tableau 3 donne les résultats des calculs pour :

$\lambda = 4\ 000$	$8\ 000$	$12\ 000$	$16\ 000$	mètres				
$r = 1\ 000$	$2\ 000$	$3\ 000$	$4\ 000$	$5\ 000$	$6\ 000$	km.		

La théorie de la diffraction conclut, quelle que soit la longueur d'onde, à une diminution de l'intensité du champ magnétique beaucoup plus rapide que ne l'indique la formule d'Austin. Elle ne suffit donc pas, à elle seule, à rendre compte des résultats obtenus, dans la pratique des radiocommunications.

3° Le rôle de l'atmosphère dans la propagation.

Ni la forme, ni la constitution du globe terrestre, ne permettent d'expliquer complètement les lois expérimentales de la propagation. L'atmosphère est le facteur le plus important dont l'influence puisse être ensuite envisagée.

Même si l'on supposait l'air parfaitement diélectrique, la variation de sa constitution physique et sa raréfaction avec l'altitude provoqueraient des changements dans la perméabilité diélectrique et, par conséquent, dans la propagation des ondes, et les rayons électromagnétiques issus des antennes ne seraient pas des lignes droites. Mais l'atmosphère n'est pas le diélectrique parfait auquel on l'assimile en électrostatique, il est parsemé de corpuscules électrisés ; il est ionisé ; et l'on conçoit qu'un tel milieu réagisse sur les ondes électromagnétiques tout autrement qu'un diélectrique ; d'autre part, il est le siège de phénomènes particuliers, il contient des nuages, sur lesquels les rayons peuvent se réfléchir et se réfracter.

A. Les phénomènes météorologiques. — La complexité des phénomènes météorologiques a, jusqu'ici, empêché de les aborder par le calcul. Je ne connais à ce sujet qu'une étude de J. A. Fleming qui, cherchant l'influence de la vapeur d'eau de l'atmosphère sur la courbure des rayons, trouve qu'elle doit avoir pour effet de redresser ceux-ci vers le haut, et, par conséquent, serait défavorable à la propagation.

B. Influence de la constitution de l'atmosphère. — L'influence de la constitution physique de l'atmosphère peut être étudiée d'une façon plus précise. L'expérience, faite avec des ballons, a montré, tout d'abord, que l'atmosphère peut être divisée en deux parties. Dans les couches inférieures, qui constituent la *troposphère* ou région des vents, des nuages de vapeur et de poussière, les courants traversent continuellement la masse gazeuse et empêchent les divers éléments de se séparer. Il en résulte qu'en première approximation, le mélange se comporte comme un gaz unique et que sa pression varie, suivant l'altitude, d'après la loi des gaz parfaits, sous l'action de la pesanteur et de la température; celle-ci, qui a été étudiée avec des ballons-sondes, en particulier par Teisserenc du Bort, décroît d'une façon continue de 6° environ par kilomètre d'altitude. L'épaisseur de la troposphère, plus grande à l'équateur qu'aux pôles, est comprise entre 10 et 20 km environ. Au-dessus de cette région agitée, se trouve la *stratosphère* où il n'y a plus de courants de convection, et où les gaz doivent se distribuer suivant la loi de Dalton et se superposer finalement par ordre de densité, les plus lourds, tels que l'oxygène et l'azote, disparaissant d'abord graduellement, et les plus légers, l'hydrogène et l'hélium, existant seuls à grande hauteur. Les expériences de Teisserenc du Bort ont, d'ailleurs, montré que le passage de la troposphère à la stratosphère est accompagné d'un changement dans la variation de la température : celle-ci semble, dans la stratosphère, rester constante aux environs de 35°, ou du moins diminuer beaucoup moins rapidement avec l'altitude que dans les couches inférieures.

Ces principes admis, il suffit d'appliquer les lois connues de la physique des gaz pour déduire de la composition de l'atmosphère à la surface du sol la distribution des gaz qui le constituent aux différents niveaux. Alors qu'à faible hauteur, l'oxygène et l'azote sont les principaux constituants, ils n'existent pratiquement plus à la hauteur de 100 km, l'atmosphère ne contenant plus alors que de l'hydrogène et de l'hélium.

L'indice de réfraction n d'un gaz, étant lié à sa densité δ par une relation de la forme

$$\frac{n-1}{A} = \delta$$

l'atmosphère se comporte, en raison de sa densité décroissante, quand l'altitude augmente, comme un milieu sphérique, d'indice croissant en sens inverse le rayon vecteur r qui joint le point considéré au centre de la terre, et, par conséquent, doit courber vers la terre des rayons électromagnétiques issus d'un point du sol, par un

processus analogue à celui du mirage. Cette incurvation sera suffisante pour ramener les rayons à la surface du sol si l'on a :

$$\frac{d(nr)}{r} < 0$$

Le calcul montre que cette condition n'est pas réalisée. Les rayons électromagnétiques, émis à la surface de la terre, ne reviendront donc pas toucher le sol : *l'effet étudié n'est pas suffisant, à lui seul, pour rendre compte de l'expérience.*

C. Influence de l'ionisation de l'atmosphère. — Au moment de la réussite des premières expériences de Marconi, en 1901, les esprits, à la recherche d'explications possibles, furent tout naturellement conduits du côté de l'atmosphère. Et, précisément, des expériences de J.-J. Thomson avaient montré, peu avant, que l'air raréfié, à la pression d'un centième de millimètre de mercure, a pour les courants alternatifs une conductibilité égale à celle d'une solution de 25 % d'acide sulfurique dans l'eau, soit 1 mho par centimètre cube, c'est-à-dire vingt fois plus grande que celle de l'eau de mer. S'il en était ainsi, on pouvait supposer conductrices les couches supérieures de l'atmosphère, et il n'est pas étonnant que l'idée ait été émise par plusieurs savants, que la propagation devait avoir lieu, non plus par ondes sphériques, mais par ondes cylindriques, entre une surface réfléchissante inférieure, formée par la surface du sol, et les couches supérieures de l'atmosphère. Le premier savant qui ait précisé l'idée est Kennelly, qui, dès 1902, fixait à 80 km environ la hauteur de la couche réfléchissante. Vers la même époque, O. Heaviside, Henri Poincaré, A. Blondel, Ch.-Ed. Guillaume, émettaient des hypothèses semblables.

L'hypothèse d'une couche conductrice réfléchissante, susceptible d'expliquer les transmissions à grande distance, était évidemment insuffisante pour rendre compte des particularités révélées par l'expérience : différence entre le régime de jour et le régime de nuit, phénomènes observés au lever et au coucher du soleil, etc. Pour en trouver l'explication, il était nécessaire d'approfondir la question des propriétés électromagnétiques de l'atmosphère.

1) L'ionisation atmosphérique. — La présence d'ions dans l'atmosphère a été révélée expérimentalement par des observations faites à la surface de la terre ou en ballon, à quelques kilomètres au plus au-dessus du sol. Elle apparaît comme nécessaire pour l'explica-

tion d'un certain nombre de phénomènes : existence dans l'atmosphère d'une sorte d'aurore permanente, variations diurnes du magnétisme terrestre, existence et particularités des aurores boréales. L'expérience ayant montré que le nombre d'ions augmente rapidement avec l'altitude, que les ions existent même à la surface de la mer, l'ionisation de l'atmosphère ne peut venir entièrement de *substances radioactives* contenues dans le sol ou de leurs émanations; il faut trouver autre chose, et ce quelque chose est probablement *le soleil*. Le soleil, gigantesque corps incandescent, à la température de 6000 ou 7000°, émettrait des électrons négatifs, qui, dans leur passage à travers la chromosphère, entraîneraient et condenseraient autour d'eux des atomes chimiques, et formeraient ainsi des ions de différentes dimensions : ces ions seraient ensuite repoussés vers l'extérieur par la pression de radiation.

En partant des données connues relatives au soleil, J.-A. Fleming a calculé le temps nécessaire à une particule pour aller du soleil à la terre en partant du repos. Il trouve qu'il doit varier avec le diamètre des particules (25 heures par 1600 angströms, 55 h pour 5000 angströms, 112 h pour 10000 angströms). Il est possible que beaucoup de tonnes de cette poussière électrisée, ou même beaucoup de centaines de tonnes, atteignent la terre dans une année. Or, en vertu de la vitesse considérable acquise sous l'effet de la pression de radiation, chaque kilo de cette poussière solaire possède une force vive considérable (70000 chevaux-heures pour la plus petite dimension, 5500 ch-h pour la plus grande). Cette énergie se dissipe dans l'atmosphère, en partie, probablement en ionisant les hautes couches. Elle est, d'ailleurs, électrisée elle-même, surtout négativement.

Nous avons là une cause possible d'ionisation de l'atmosphère. Arrhénius a montré, d'ailleurs, que cette émission de corpuscules électrisés par le soleil rend compte d'autres phénomènes : aurores boréales, relation des orages magnétiques et des taches solaires; il a réuni un certain nombre d'exemples qui prouvent qu'il y a un intervalle de quarante-cinq heures environ entre le passage d'une tache par un méridien solaire central et l'apparition d'une perturbation magnétique terrestre. Or, cet intervalle est du même ordre que les chiffres donnés ci-dessus : il correspondrait à des ions dont le diamètre serait environ la longueur d'onde de la lumière jaune. Enfin, Carl Störmer a calculé les trajectoires de ces ions émis par le soleil et déviés par le champ magnétique terrestre : il a expliqué ainsi toutes les particularités des aurores boréales. Il a montré qu'ils doivent atteindre l'atmosphère terrestre même pendant la nuit. Nous avons ainsi, dans les ions

émis par le soleil et repoussés par la pression de radiation, une cause permanente d'ionisation de la haute atmosphère.

Le soleil émet, d'ailleurs, non seulement des corpuscules, mais des ondes électromagnétiques de toute longueur, en particulier des *rayons ultra-violet*s, allant jusqu'aux longueurs d'onde de Lyman (moins de 1000 angströms). Ces rayons de courtes longueurs d'onde, entrent dans l'atmosphère s'il paraît certain qu'ils n'arrivent pas jusqu'à la terre, puisque le spectre des corps célestes s'arrête à 2950 angströms, ils doivent, néanmoins, pénétrer assez profondément (jusqu'à 10 ou 20 km de la surface du sol), et, chemin faisant, ioniser les gaz qu'ils rencontrent, à cause de leur faible longueur d'onde. Nous avons ainsi une deuxième cause d'ionisation, qui agit sur les régions de l'atmosphère exposées à la lumière du soleil.

2) *Propagation entre deux couches conductrices. — Théorie de G.-N. Watson.* — On obtiendra une première approximation en assimilant l'atmosphère à un milieu diélectrique compris entre deux milieux plans parfaitement conducteurs, dont l'un représentera la terre, et l'autre, la face inférieure des couches conductrices supérieures. La solution, très simple, dans ce cas, conduit à cette conclusion qu'à grande distance, l'énergie varie en raison inverse de la distance; les ondes se propagent dans un espace à deux dimensions, elles sont analogues aux ondes superficielles de la théorie et de Sommerfeld.

G.-N. Watson, en 1919, a étudié le cas, plus voisin de la réalité et plus difficile à traiter, où les milieux réfléchissants sont sphériques. Le problème se traite comme celui, que nous avons déjà envisagé, de la propagation des ondes à la surface de la terre, supposé sphérique, quand on considère l'atmosphère comme parfaitement diélectrique. Il envisage, d'abord, le cas où le sol et la couche atmosphérique supérieure sont tous deux parfaitement conducteurs, puis ceux où l'un des deux, puis tous les deux sont imparfaitement conducteurs. Le résultat est extrêmement intéressant. Le facteur d'atténuation avec la distance trouvée théoriquement est, dans le cas d'un sol imparfaitement conducteur, de même forme que celui de la formule expérimentale d'Austin, relative à la propagation de jour, et l'on retrouve même le facteur numérique de la formule d'Austin si l'on suppose, non seulement le sol, mais la couche supérieure imparfaitement conducteur, et si l'on attribue à la conductibilité de cette dernière la valeur très vraisemblable suivante, du même ordre de grandeur que celle d'un sol sec

$$c = 1.76.10^7. \text{ C. G. S électrostatiques.}$$

La théorie de G.-N. Watson apporte donc, à l'hypothèse de couches supérieures réfléchissantes et absorbantes, une excellente confirmation.

3) **La théorie de W.-H. Eccles.** — La théorie d'Eccles est basée sur les *hypothèses* suivantes :

1° Il existe, dans l'atmosphère, à grande hauteur, une couche conductrice nettement définie, capable de réfléchir les rayons de toutes fréquences;

2° Au-dessous, l'air est, pendant le jour seulement, ionisé d'autant moins fortement qu'on se rapproche de la surface de la terre. Cette ionisation disparaît au coucher du soleil et n'existe pas pendant la nuit. Nous avons examiné plus haut les raisons qui rendent vraisemblable une telle distribution des ions dans l'atmosphère.

Eccles commence par démontrer, en modifiant convenablement les équations de Maxell, que l'indice de réfraction d'un milieu ionisé pour les ondes électromagnétiques varie avec l'ionisation, et qu'il est d'autant moins grand que l'ionisation est plus prononcée, donc que l'on s'élève au-dessus de la surface du sol. Il en résulte que les rayons électromagnétiques émis par une antenne ne se propagent pas en ligne droite, mais que, par un phénomène analogue au mirage, ils s'incurvent vers la terre.

Le mécanisme de la propagation serait le suivant :

Régime de nuit : Pendant la nuit, le milieu atmosphérique, qui sépare le sol de la couche conductrice supérieure, se comporterait comme un diélectrique parfait et les ondes électromagnétiques se propageraient, comme nous l'avons vu plus haut, entre deux couches conductrices parallèles, la densité du flux d'énergie à travers une surface donnée parallèle à l'onde décroissant comme la distance à la source. Un rayon émis par l'oscillateur dans une direction quelconque éprouverait une série de réflexions successives alternativement à la surface de chacun des milieux conducteurs, sans absorption dans la couche interposée.

Régime de jour : Pendant le jour, la couche réfléchissante serait séparée du sol par un milieu atmosphérique d'ionisation croissante avec l'altitude, dans lequel, ainsi que nous l'avons vu, l'indice de réfraction diminue avec la hauteur. Les rayons électromagnétiques, émis obliquement par rapport à la surface de la terre, s'incurveraient dans les couches de moins en moins réfringentes à mesure qu'ils s'élèvent dans l'atmosphère, puis reviendraient frapper la surface de la terre où ils se réfléchiraient, puis recommenceraient une marche

analogue à la précédente; ils diminueraient, d'ailleurs, progressivement d'intensité, par suite d'absorption dans le milieu ionisé. Les couches moyennes formant écran par rapport à la surface conductrice supérieure interviendraient seules dans le mécanisme de la propagation.

La théorie d'Eccles rend compte d'une façon suffisante, au moins qualitativement, d'un certain nombre de phénomènes constatés par l'expérience.

1° Elle explique que les *signaux reçus soient plus faibles le jour que la nuit*, car, dans ce dernier cas, les rayons émis par la source se réfléchissent sur la couche atmosphérique conductrice et se propagent sans absorption notable, tandis que, pendant le jour, les rayons sont absorbés par les couches ionisées intermédiaires en même temps qu'ils se propagent. L'absorption est surtout considérable pour les ondes courtes, ce qui explique la meilleure propagation des grandes longueurs d'ondes aux grandes distances.

2° Elle explique que, pendant le jour, il existe une *longueur d'onde optima* pour la communication à une distance donnée; le rayonnement d'un oscillateur étant maximum dans le plan équatorial, la longueur d'onde la plus favorable pour le trafic entre deux stations données sera celle pour laquelle ce sont les rayons issus horizontalement de la source qui atteignent la station réceptrice après réfraction dans les couches ionisées.

3° Enfin, deux stations séparées par une chaîne de montagnes communiquent difficilement le jour, et d'autant plus que la longueur d'onde est plus courte. Elles sont moins gênées la nuit. Eccles explique ces phénomènes en faisant remarquer que, le jour, les ondes courtes, qui sont les moins réfractées, doivent passer par-dessus la station réceptrice et atteindre le sol beaucoup plus loin, ou même s'échapper complètement. La nuit, les ondes, quelle que soit leur longueur, sont indistinctement réfléchies par la couche conductrice supérieure.

4) **Discussion.** — Les deux théories de W.-H. Eccles et de Watson, incomplètes toutes deux, apportent, cependant, à l'hypothèse des couches conductrices supérieures, réfléchissantes et absorbantes, une excellente confirmation.

Il est intéressant de comparer les deux théories, certains auteurs ayant représenté le travail de Watson comme une confirmation des idées d'Eccles. S'ils veulent dire par là qu'elles sont toutes deux une explication de la propagation de jour, qu'elles donnent une présomption nouvelle de l'existence de couches conductrices dans la

haute atmosphère, c'est exact; mais il est nécessaire de remarquer qu'elles y arrivent par des moyens bien différents. Ce qui semble appartenir en propre à Eccles, c'est l'idée qu'en raison des propriétés particulières des milieux ionisés, les rayons électromagnétiques émis obliquement s'incurvent vers le bas dans les couches moyennes de l'atmosphère dont on suppose l'ionisation croissante avec l'altitude. Le point de départ de Watson est tout autre: il suppose que les couches moyennes de l'atmosphère sont parfaitement diélectriques, que le passage de cette région à la région conductrice est discontinu; enfin, que la conductibilité de cette région est du type métallique et non du type ionique comme dans la théorie d'Eccles. Si le point d'arrivée est le même, on voit combien le point de départ est différent.

5) *Explication des phénomènes observés au lever et au coucher du soleil.* — Enfin, les phénomènes observés au lever et au coucher du soleil peuvent s'expliquer, dans l'ensemble, comme l'ont montré A.-E. Kennelly (1913) et H. Nagaoka (1915), par les propriétés réfléchissantes de la couche de séparation qui sépare les deux parties éclairée

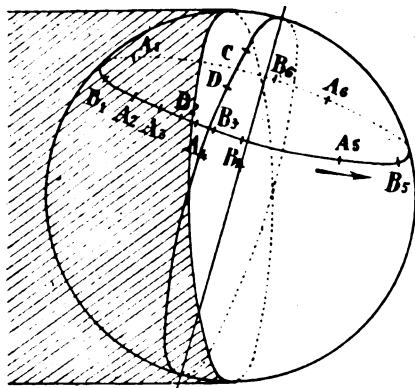


Fig. 4.

et obscure de l'atmosphère, la première pouvant être supposée ionisée, la deuxième diélectrique.

Considérons, d'abord, deux stations A et B situées sur le même parallèle et examinons ce qui se passe pendant une révolution de la terre autour de son axe.

1° Quand les deux régions sont dans l'ombre, dans une position telle que A₁, B₁, les signaux ont l'intensité du régime normal de nuit.

2° Quand, peu avant le lever du soleil, la station B arrive près de la courbe limite de l'ombre et de la lumière, dans une position telle

que B_2 , les signaux réfléchis par la surface limite d'ionisation renforcent ceux qui se propagent sans réflexion entre les stations.

3° Quand la surface limite est entre les stations, elle agit comme un réflecteur placé entre elles, et les signaux sont affaiblis (positions A_3 , B_3).

4° Quand la station A dépasse la surface limite (positions A_4 , B_4), celle-ci agit comme un réflecteur placé derrière la station et renforce les signaux.

5° Quand les deux stations sont en pleine lumière (position A_5 , B_5), la propagation est soumise à l'action de la lumière sur tout son parcours : c'est le régime de jour.

6° Quand, peu avant le coucher du soleil en B, la station B approche de la surface limite, celle-ci réfléchit les signaux et les renforce (positions A_6 , B_6).

7° Quand le soleil est couché en B, mais pas encore en A (positions A_7 , B_7), on doit s'attendre à un affaiblissement des signaux, la surface réfléchissante étant entre les deux postes.

8° Quand le soleil vient de se coucher en A, la surface limite réfléchit les signaux et les renforce.

9° Après ce renforcement, l'intensité reprend sa valeur normale de nuit.

En résumé, on doit observer, pendant une journée, la série de phénomènes suivants : régime normal de nuit, avec intensité plus forte la nuit que le jour, surtout pour les petites longueurs d'onde. Régime de jour : minima d'intensité quand il fait jour à l'une des stations, et nuit à l'autre; maxima d'intensité avant et après les minima. La courbe de l'intensité doit avoir la forme de la figure 4. C'est également la forme générale qui résulte des nombreuses expériences faites de divers côtés.

Si les deux stations sont sur le même méridien, on ne doit attendre aucun minimum aux équinoxes, quand le lever et le coucher du soleil ont lieu à la même heure pour les deux postes.

4° Conclusions.

Après cette revue détaillée des efforts faits, dans divers sens, pour mettre les conclusions de l'expérience en harmonie avec les résultats obtenus dans d'autres domaines, il est nécessaire de rassembler les résultats acquis.

En ce qui concerne le rôle du sol, il est acquis que, pour les grandes longueurs d'ondes et la propagation sur mer, on peut le considérer comme un conducteur parfait, à toutes les distances pos-

sibles à la surface de la terre; au contraire, pour les terrains ordinaires, il est nécessaire de tenir compte de leur conductibilité et aussi de leur constante diélectrique.

En ce qui concerne l'influence de la *courbure de la terre*, il est acquis que les théories de la diffraction autour d'une terre sphérique entourée d'une atmosphère diélectrique ne suffit pas à rendre compte des phénomènes observés.

Il est donc nécessaire de faire appel à l'atmosphère pour obtenir l'explication des phénomènes. Une atmosphère diélectrique, composée comme l'indiquent les lois du mélange des gaz, serait plus favorable à la propagation qu'une atmosphère de perméabilité diélectrique constante. Elle ne donnerait toutefois pas les résultats de l'expérience. Il semble donc qu'il faille étudier l'influence de l'*ionisation atmosphérique*. Les théories de Watson et d'Eccles, l'une plus simple et compréhensive, l'autre plus précise, confirment dans cette idée; mais le fait qu'elles réussissent à expliquer le même phénomène en attribuant aux milieux atmosphériques des propriétés tout à fait différentes, nous conduit d'autre part au doute. Il faudra d'autres études, longues et nombreuses, pour constituer définitivement la théorie.

IV. — La période actuelle.

Ainsi que je l'ai dit au début, l'un des objets les plus importants des recherches expérimentales actuelles est la réalisation pratique de la direction des ondes électromagnétiques et l'utilisation, dans les postes récepteurs, des propriétés directives des cadres et des antennes.

Les théoriciens de la propagation en profitent pour écrire un nouveau chapitre de leur science, celui qui utilise les observations radiogoniométriques et tente de les expliquer.

D'où viennent les déviations radiogoniométriques, importantes et variables, pas plus toutefois que les variations d'intensités qui ont étonné les radiotélégraphistes il y a quelques années et qu'on trouve maintenant toutes naturelles? Comment expliquer les diverses particularités de ces déviations, telles qu'elles ont été exposées récemment, en particulier par M. R. Mesny? Expérimentateurs et théoriciens sont à l'œuvre, et il faut espérer que l'avenir apportera prochainement des éclaircissements intéressants.

L. BOUTHILLON.

Discussion. — M. Mesny.

Le tableau que nous a fait M. Bouthillon des recherches relatives à la propagation et des théories émises à ce sujet, offre le plus grand intérêt et il serait nécessaire que chacun apportât ici sa contribution à l'examen de ces questions. Quelle que soit la part d'arbitraire qui existe dans les hypothèses relatives à la couche conductrice de la haute atmosphère, je pense que c'est bien là que se trouve la raison des grandes portées réalisées en radiotélégraphie; mais je voudrais présenter des objections au sujet de l'emploi que l'on a fait de la couche d'Heaviside pour expliquer aussi les fortes déviations constatées la nuit dans les azimuts des stations à ondes longues.

Eckersley ⁽¹⁾ a émis l'opinion qu'en un point de la terre, les appareils de réception sont influencés par trois ondes : l' « onde directe » qui s'est propagée par diffraction le long de la terre, l'onde réfléchie par la couche conductrice et que j'appellerai, avec lui, « onde incidente » parce qu'elle arrive au sol sous un certain angle, enfin, cette dernière réfléchie par la terre et que j'appellerai « onde réfléchie ». Il admet alors que la réflexion sur la couche d'Heaviside fait tourner le plan de polarisation du champ électrique, de telle façon que l' « onde incidente » arrivant au sol contient une composante horizontale du champ électrique. Ce serait cette composante qui donnerait lieu aux déviations observées.

J'estime qu'il ne peut pas en être ainsi. Soit en effet Z la composante verticale du champ électrique total (direct, incident et réfléchi) et Y_i la composante horizontale du champ électrique dans l'onde incidente, en phase avec Z . Soit encore φ l'angle d'incidence et δ la déviation fournie par le radiogoniomètre. Ces quantités sont liées par la relation ⁽²⁾

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{2 \cos \varphi Y_i}{Z}$$

Des déviations de 15° à 20° sont tout à fait normales la nuit. D'autre part, avec les hypothèses faites par l'auteur, φ est certainement voisin de 90° ; il admet que $\cos \varphi$ est de l'ordre de 0,1. Dans

⁽¹⁾ ECKERSLEY. The effect of the Heaviside layer on the apparent direction of electromagnetic waves. *Radio Review*, février et mai 1921.

⁽²⁾ On peut considérer Y_i comme décomposée en deux parties, l'une en phase avec Z , l'autre en quadrature. La partie en quadrature peut ici être laissée de côté: elle supprimerait l'extinction qu'elle remplacerait par un minimum de son, mais elle ne donnerait lieu à aucune déviation importante.

ces conditions, Y_i devra avoir une amplitude au moins égale à celle de Z chaque fois qu'une déviation de 15° à 20° se produira.

Soit maintenant Z_d , Z_i et Z_r les champs verticaux dans les ondes directe, incidente et réfléchie, on a :

$$Z = Z_d + Z_i + Z_r.$$

La conductivité du sol varie entre 10^{-2} mhos—cm pour la mer et 10^{-5} pour une terre sablonneuse très sèche; si on exclut les cas très rares de conductivités inférieures à 10^{-5} , on a sensiblement

$$Z_r = Z_i \quad Z = Z_d + 2Z_i.$$

Pour que Y_i soit de l'ordre de Z , il faut que l'une des deux conditions suivantes soit réalisée :

1° Dans l'onde incidente, le champ électrique est devenu presque complètement horizontal et a conservé sensiblement la même amplitude qu'avant la réflexion sur la couche d'Heaviside;

2° Z_d et Z_i ont une relation de phase telle que l'amplitude de $(Z_d + 2Z_i)$ puisse être du même ordre de grandeur que celle d'une valeur modérée de Y_i .

Avec cette deuxième hypothèse, une déviation notable coïnciderait toujours avec une diminution importante de l'intensité de la réception, et c'est souvent l'inverse que l'on constate.

Pour examiner la vraisemblance de la première hypothèse, considérons le cas particulier des émissions provenant des stations américaines. On ne saurait ici parler d'une réflexion unique dans les couches élevées de l'atmosphère; mais si les choses se passent comme l'entend Eckersley, les anomalies relatives à la rotation du plan de polarisation doivent avoir une importance au moins égale à celle qui correspond à une station rapprochée. Or, comme l'a montré M. Bouthillon, aux grandes distances l'onde directe a complètement disparu; la composante Z se réduit alors à $2Z_i$. Si le plan de polarisation pouvait tourner au point que le champ électrique devienne presque horizontal, c'est que Z_i deviendrait par instant presque nul; l'intensité de la réception présenterait alors des atténuations momentanées très importantes, allant même jusqu'à l'extinction. Or, on sait qu'il n'en est pas ainsi.

Je pense donc qu'il faut chercher ailleurs l'origine des variations d'azimut; les différences que l'on constate entre les observations faites sur des ondes ayant cheminé les unes sur mer, les autres sur terre me font croire que c'est dans les couches inférieures de l'atmosphère que se trouve cette origine.

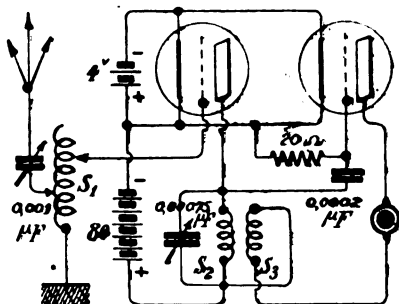
UN RÉCEPTEUR POUR ONDES COURTES

Par **Léon DELOY** (SAB)

Les nombreuses demandes de renseignements que nous avons reçues au sujet du récepteur pour ondes courtes que nous avons établi en janvier dernier, nous portent à croire qu'une description détaillée de ce récepteur sera susceptible d'intéresser les lecteurs de *l'Onde Électrique*.

Cet appareil a été construit pour fonctionner sur les ondes de 170 à 700 mètres; il devait joindre à un maximum de sensibilité sur 200 mètres, la plus grande simplicité de réglage possible.

Une seule lampe haute fréquence a été employée à cause de la complication de réglage inhérente à l'emploi de plusieurs étages d'ampli-



fication de ce genre. Une lampe détectrice a été préférée à une galène car elle supprime l'aléa de la recherche du point sensible et elle permet de faire de la réaction. Par un simple jeu de fiches, le téléphone peut être remplacé par un amplificateur basse fréquence à un, deux ou trois étages alimenté par les mêmes batteries; mais, en pratique, cet amplificateur ne sert que pour la réception en haut parleur, l'écoute au casque sans basse fréquence donnant (ici, au moins, à cause des parasites), de bien meilleurs résultats pour les postes faibles.

Construction.

Le self S_1 est un solénoïde enroulé sur un cylindre en carton de 10 centimètres de diamètre extérieur. Le carton est aussi mince que possible, tout en présentant une solidité suffisante et a été soigneusement gommelaqué avant que l'enroulement ne soit fait. Cet enroulement comprend 60 tours de fil 6/10 sous une couche de coton enroulés en spires jointives, par fractions de 5 tours séparées par des intervalles

égaux. Une couche de gomme laque a été passée sur la bobine terminée. Chacun des tours n° 0, 5, 10, 15, etc., est relié simultanément à deux plots portant le même numéro. Devant chacune des deux séries de plots ainsi formées se déplace une manette qui a, sur le schéma; été représentée comme un curseur pour simplifier. Le tour n° 0 est celui qui est en communication avec la terre.

Les selfs S2 et S3 sont des bobines genre nids d'abeilles. Pour 170 à 400 mètres de longueur d'onde, nous employons des bobines de 35 tours pour S2 et 50 tours pour S3, et pour 360 à 700 mètres, deux bobines de 75 tours.

La résistance de 20 mégohms, bien que d'une valeur supérieure à ce que l'on emploie généralement pour une lampe détectrice, est celle qui nous a donné les meilleurs résultats.

Remarques.

La bobine S3 n'a été ajoutée que dernièrement; on peut très bien s'en passer, mais sa présence permet, en faisant varier le couplage qui existe entre elle et S2, d'être plus maître des oscillations du circuit.

Pour une longueur d'onde donnée, des oscillations ont d'autant plus de tendance à se produire que le rapport de la self à la capacité du circuit d'antenne est plus grand; elles se produisent aussi d'autant plus facilement qu'il y a davantage de self dans le circuit de grille.

En pratique, il est, comme toujours, préférable de se tenir aussi près que possible de la limite entre l'accrochage et le décrochage, d'un côté ou de l'autre, suivant que l'on reçoit de la téléphonie ou des ondes entretenues.

Si l'on peut obtenir l'accrochage sur la longueur d'onde désirée avec plusieurs valeurs de self dans le circuit d'antenne, c'est avec le minimum de self qu'on aura la meilleure réception.

Il y a avantage à choisir ses lampes; en général, une lampe à vide relativement peu poussé, donne mieux comme détectrice; personnellement, nous employons une « Métal » pour la haute fréquence et une « Lambda » comme détectrice.

Résultats.

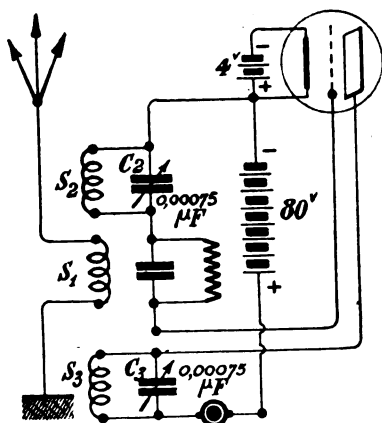
Ce poste nous donne à Nice les meilleurs postes de Broadcasting anglais, compréhensibles à un mètre des écouteurs sans basse fréquence; il nous a aussi permis la réception de plusieurs amateurs américains dont « IXM » lisible à un mètre des téléphones.

POUR RECEVOIR « OC45 »

Par Léon DELOY (8AB)

La Radiotélégraphie militaire a lancé, il y a quelque temps, un appel aux amateurs, leur demandant de participer à certaines expériences qu'elle était sur le point d'entreprendre ⁽¹⁾. C'est là un fait très important dans l'histoire de la téléphonie sans fil amateur en France, car il prouve que nous sommes reconnus comme des chercheurs capables de se rendre utiles, ce dont certains milieux avaient trop longtemps douté.

Il est certain que nombreux sont les amateurs désireux de répondre à cet appel. En dehors de l'intérêt que présente en soi cette collabora-



tion scientifique, c'est un devoir pour tous ceux d'entre nous qui peuvent le faire, que de rendre ce petit service à la radiotélégraphie militaire qui, sous la haute direction du général Ferrié, n'a jamais cessé de favoriser le développement de la téléphonie sans fil amateur. C'est un devoir aussi vis-à-vis de nous-mêmes, car plus nous nous rendrons utiles, plus nous pourrons espérer voir nos droits s'affermir.

Toutefois, s'il est certain que beaucoup d'amateurs sont tout disposés à écouter les ondes de 45 mètres, il est fort probable que beaucoup d'entre eux ne se sont pas encore mis à l'œuvre, quelque peu effrayés par les difficultés qu'ils prévoient dans la construction et l'emploi d'un appareil permettant de recevoir efficacement des signaux

(1) Voir *L'Onde Électrique*, n° 15.

d'aussi ~~courte~~ longueur d'onde. Nous avons donc pensé qu'il ne serait pas inopportun de dire quelques mots d'un montage qui nous donne d'excellents résultats au point du territoire français le plus éloigné du poste d'émission.

Nous tenons d'abord à faire remarquer que le montage qui va être décrit n'est nullement donné comme modèle, bien loin de là. Il a été établi (y compris la construction des selfs) en quelques minutes, et sans tenir compte des multiples précautions recommandées pour l'écoute des ondes courtes. Nous indiquons ce montage, tel qu'il a été réalisé, pour prouver que la réception de OC45 est *très facile*, et nous sommes convaincu que ceux qui auront le loisir d'établir un appareil plus soigné que le nôtre auront des résultats encore supérieurs.

L'antenne qui nous donne les meilleurs résultats est notre antenne de réception ordinaire, dont la fondamentale est d'environ 220 mètres. D'autres antennes plus petites ont été essayées, mais les résultats sont beaucoup moins bons.

Il ne me semble pas avantageux d'accorder cette antenne par un condensateur variable en série. La self d'antenne S₁ consiste en six tours de fil 6/10 enroulés sur un tube de carton ordinaire de 5 centimètres de diamètre extérieur, cette bobine est simplement posée sur la self secondaire S₂.

S₂ est une bobine en fond de panier comportant dix tours de fil 6/10; son diamètre intérieur est de 35 millimètres. Elle est placée horizontalement sur la table.

S₃ est identique à S₁, sauf qu'elle comporte dix tours; elle est couplée lâchement aux deux autres bobines.

Les condensateurs sont de préférence munis de longs manches en ébonite, car les réglages sont d'une très grande précision, et rien n'est plus facile que de ne pas s'apercevoir qu'on passe sur l'accord de OC45. Il faut manier les condensateurs avec une extrême lenteur.

Pour les valeurs indiquées de self et de capacité, OC45 se trouve avec environ douze degrés de C₂ et cinq degrés de C₃.

Les signaux de ce poste sont très forts. Avec le montage très imparfait à une seule lampe qui vient d'être décrit, nous l'avons reçu à Nice de jour et en amorties *lisible* jusqu'à *deux mètres des écouteurs* et de nuit en entretenues *lisible* jusqu'à *quinze mètres des écouteurs*.

Heureux si les renseignements ci-dessus peuvent décider de nouveaux chercheurs à participer à l'étude passionnante des ondes courtes, nous leur souhaitons à tous le meilleur succès.

AU SUJET DU TÉLÉPHONE SHUNTÉ

Par M. Ch. LANGE

Ingénieur des Télégraphes.

Un de mes amis me dit, il y a quelques mois : « J'ai acheté dernièrement un haut-parleur. Mais, quand je voulus le brancher sur mon poste récepteur, combien ma désillusion fut grande : à peine entendait-on un murmure ? Pourtant, avec mon casque, ma réception était forte, me semblait-il... » Et il ajoutait : « Pour éviter de pareils faits, qui doivent couramment se produire, il aurait fallu que le fabricant de haut-parleurs m'indique, d'une façon simple, le courant minimum nécessaire au fonctionnement de son appareil et que moi, de mon côté, je chiffre l'intensité de ma réception. N'y aurait-il pas un moyen pratique d'arriver à ce double but ? »

*
**

Ce moyen existe depuis longtemps : il consiste à employer la méthode du téléphone shunté. Etant donnée une réception écoutée dans un casque par un opérateur, ce dernier shunte son casque au moyen d'une résistance variable et en diminue la valeur jusqu'à ce que la réception devienne tout juste perceptible. Soit S la valeur en ohms du shunt correspondant à la limite d'audibilité. Plus S est petit, plus la réception est forte.

La valeur de S pourra donc servir à chiffrer l'intensité de cette réception et, éventuellement, à apprécier le courant nécessaire au fonctionnement du haut-parleur de plus haut.

Cette méthode, très simple, comme on voit, présente de nombreuses difficultés lorsqu'on veut la mettre en œuvre et en interpréter les résultats. En effet, pour une même intensité de signaux reçus, S dépend de facteurs divers. D'abord de l'opérateur : son oreille est plus ou moins fine. Et puis, comment appréciera-t-il sa limite d'audibilité ? Pour la télégraphie on peut, avec Austin, fixer cette limite au moment où les points et les traits des signaux reçus se confondent. Pour la téléphonie on pourrait, par exemple, choisir le moment où l'on cesse de comprendre intégralement de lentes phrases prononcées par le speaker du poste d'émission. Cette limite est assez précise comme l'expérience le prouve : il serait loin d'en être ainsi si on faisait le réglage sur de la musique. Dans le premier cas, ce n'est pas le bruit des paroles que l'on éteint : il reste, en effet, un résidu de voix

appréciable. On fixe plutôt le moment où les consonnes ne sortant plus, la voix devient incompréhensible. Dans le cas de la musique, qui, si j'ose dire, n'émet que des voyelles, le critérium ci-dessus ne peut s'appliquer. On devrait procéder en shuntant jusqu'à extinction complète, et la valeur du shunt, très mal définie de ce fait, dépendrait en outre du timbre et du nombre des instruments employés. De plus, la voix du speaker est un organe très constant d'un poste d'émission, et non la musique qu'on y fait.

Le shunt S dépendra donc de l'opérateur, malgré toutes les précisions que nous pourrions introduire. Mais il dépendra aussi, évidemment, du casque. Les casques de télégraphie sans fil dont les résistances en courant continu sont marquées 2 000 et 4 000 ohms, ont une impédance, mesurée à 800 périodes, variant suivant les modèles de 6 000 à 50 000 ohms environ. On conçoit donc que pour une même différence de potentiel aux bornes du détecteur, le shunt donnant la limite d'audibilité varie d'un casque à l'autre.

Il nous a paru intéressant de comparer les shunts donnant la limite d'audibilité de deux casques différents branchés successivement sur le même appareil récepteur. On faisait, après chaque comparaison, varier l'intensité de l'émission radiotéléphonique.

Portant en abscisses les shunts relatifs à un casque pris comme étalon, et en ordonnées les shunts des autres casques, on peut construire les courbes d'étalonnage de ces derniers en fonction du premier. Ce sont soit des droites, soit des lignes légèrement incurvées. Les courbes rendent donc possible l'unification des mesures et permettent de comparer entre elles différentes réceptions (1).

Le shunt S dépend d'un autre facteur encore : du fond de parasites dont la voix ou les signaux sont accompagnés. A ceci il n'y aura pas de remède et les mesures en seront grandement faussées.

* *

La méthode du téléphone shunté pourra rendre aux amateurs les plus grands services en leur donnant un moyen de sélectionner quantitativement les meilleurs montages de postes et d'antennes. Elle rendra aussi d'éminents services à la science des ondes et de leur propagation quand les résultats quantitatifs des écoutes de milliers d'amateurs seront centralisés et exploités. A partir de ce jour, d'importants problèmes en suspens ne tarderont pas à être résolus.

Ch. LANGE.

(1) Ces mesures ont été faites au laboratoire du Service d'Études et de Recherches techniques des P. T. T. Une étude plus détaillée de toute la question sera d'ailleurs publiée sous peu.

ESSAIS TRANSATLANTIQUES ⁽¹⁾

Stations ayant employé le superhétérodyne (deux stations ayant reçu ensemble les émissions de 158 stations américaines.)

1° Le poste de réception de M. P. Contant pendant les essais transatlantiques.

M. P. Contant est celui des amateurs français et suisses qui a entendu le plus grand nombre d'émissions différentes d'amateurs américains pendant les essais transatlantiques. Leur nombre a atteint 83, toutes sans mot et Code, car M. Contant, à qui ses occupations journalières ne permettaient pas de veiller six heures par nuit, a cru bien faire en choisissant, de préférence, pour prendre l'écoute, le moment des « périodes libres » où, pensait-il, un plus grand nombre d'amateurs transmettaient à la fois. Il a employé la méthode de réception à double hétérodyne, imaginée en France par M. Lévy et appliquée par M. Armstrong, sous le nom de « superhétérodyne », à la réception des petites longueurs d'onde. Cette méthode ne lui a donné aucun résultat pendant les premières nuits des essais, le poste de réception venant d'être monté et l'enroulement d'une bobine ne s'étant pas trouvé connecté en sens convenable. Lorsque la cause de cet insuccès eut été découverte, la réception s'améliora progressivement et les émissions d'amateurs américains entendues par M. Contant se répartirent ainsi : cinq le 14 décembre; dix le 15 décembre; neuf, dont deux déjà entendues, le 16 décembre; dix-huit, dont trois déjà entendues, le 17 décembre; six, dont quatre déjà entendues, le 18 décembre; quinze, dont trois déjà entendues, le 19 décembre; dix-huit, dont trois déjà entendues, le 20 décembre; vingt-deux, dont cinq déjà entendues, le 21 décembre.

Les caractéristiques de la réception étaient les suivantes :

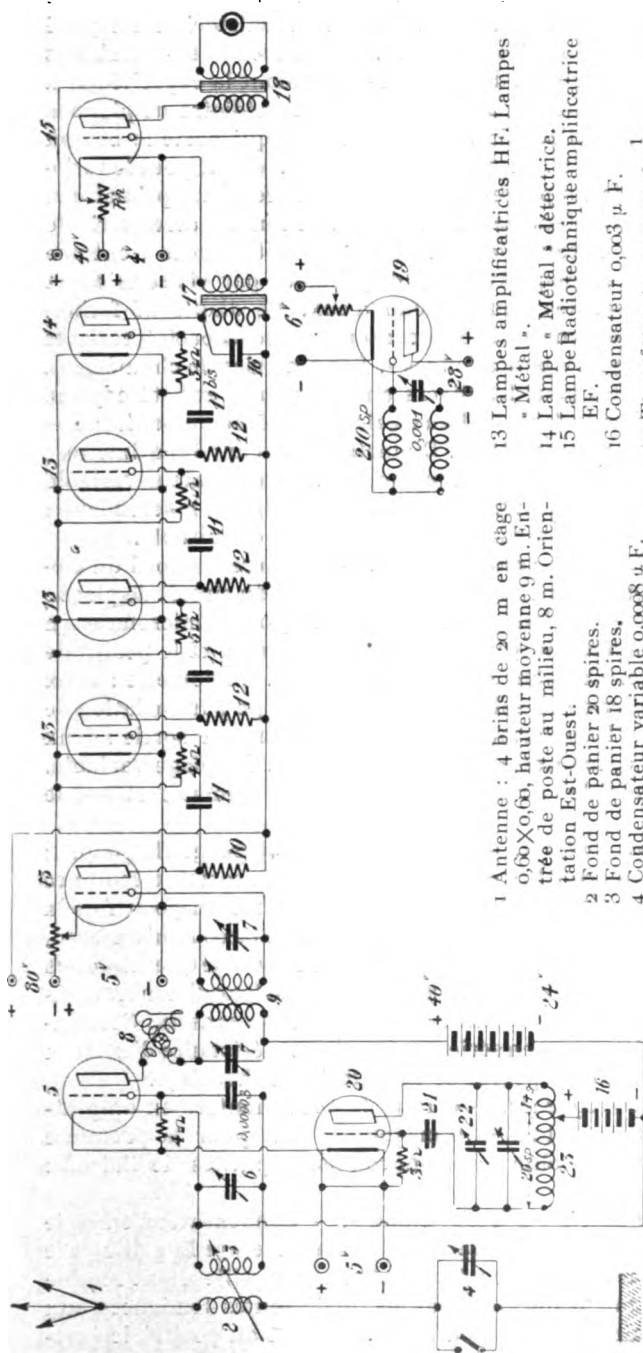
Antenne : du type en T, en prisme horizontal, avec descente à un seul brin. Le prisme était constitué par quatre brins de 20 mètres tendus aux angles d'un carré de 60 centimètres de côté. Hauteur moyenne : 9 mètres. Orientation : est-ouest. Descente de 8 mètres, au milieu du prisme. Longueur d'onde mesurée de l'antenne : 240 mètres.

Deux arbres dans son voisinage immédiat.

Terre : à la fois aux canalisations d'eau et de gaz et grillage métallique de 4 mètres carrés enterré sous l'antenne, à 80 centimètres de profondeur, sur un lit de coke. Sol humide. Le toit de zinc de la maison et l'ensemble des gouttières franchement mis à la terre par l'intermédiaire de soudures et d'un câble tressé de 6 millimètres de section.

Poste : situé au deuxième étage. Tous les appareils sont groupés dans un même meuble. Celui-ci est cloisonné, pour bien séparer les différents organes. Toutes les connexions sont faites en fil de cuivre jaune de 25/10, recouvert de « Soupliso » et disposées à angles droits, sauf pour la lampe

(1) Communication du Comité français des essais transatlantiques.



SCHÉMA

DU

POSTE DE M. CONTANT

1 Antenne : 4 brins de 20 m en cage 0,60 X 0,60, hauteur moyenne 9 m. Entree de poste au milieu, 8 m. Orientation Est-Ouest.

2 Fond de panier 20 spires.

3 Fond de panier 18 spires.

4 Condensateur variable 0,0008 μ F.

5 Détectrice petites ondes : lampe "radiotechnique".

6 Condensateur variable 0,0005 μ F.

7 Condensateurs variables 0,001 μ F.

8 Variomètre, 2 fonds de panier 16 spires chacune.

9 Corona n° 9.

10 Résistance 70.000 ω .

11 Condensateurs fixes 0,0001 μ F.

11 bis Condensateur fixe 0,0003 μ F.

12 Résistances 80.000 ω .

13 Lampes amplificatrices HF. Lampes "Métal".

14 Lampe "Métal" détectrice.

15 Lampe Radiotechnique amplificatrice EF.

16 Condensateur 0,003 μ F.

17 Transformateur rapport $\frac{1}{5}$.

18 Transformateur BF rapport $\frac{1}{1}$.

19 Hétérodyne auxiliaire lampe Métal $\lambda = 2800-6000$.

20 Hétérodyne petites ondes. Lampe "Métal". couplage lâche avec l'antenne. $\lambda = 180-370$.

21 Condensateur fixe 0,0005 μ F.

22 Condensateur variable 0,0004 μ F.

23 Self 34 spires (-40). Tube 6 cm.

déectrice et pour l'hétérodyne d'entrée « petites ondes ». Leur longueur est très faible; pas de chevauchements. L'intérieur de l'ébénisterie est tapissé d'une feuille de papier d'étain mise à la terre. Les condensateurs variables sont exclusivement à air; ce sont des « Vario-fixe », dont la capacité fixe a été enlevée. Ils sont commandés à distance par l'intermédiaire de pignons d'angle fixés sur une tige d'ébonite. C'est cette tige qui porte le bouton commande et le disque gradué. Le même dispositif est adopté pour le vario-mètre de réaction, pour le couplage du Tesla et pour celui du primaire et du secondaire du transformateur haute fréquence. Le condensateur variable du secondaire du Tesla et celui de l'hétérodyne « petites ondes » ont une commande commune avec dispositif démultiplicateur par vis sans fin et vitesses angulaires différentes pour chacun d'eux. Ce dispositif facilite extrêmement les réglages, mais il faut conserver une capacité variable d'appoint pour l'hétérodyne « petites ondes ». Les batteries de chauffage et de plaques sont différentes pour les divers amplificateurs et hétérodynes.

Tesla d'entrée « petites ondes ». — Deux galettes en fond de panier; primaire: 20 spires; secondaire: 18 spires. Diamètre intérieur: 5 centimètres; extérieur: 7,5 cm. Fil 9/10, deux couches de soie. Condensateur variable en série sur le primaire: 0,000.8 microfarad; en dérivation sur le secondaire: 0,000.5 microfarad. Le condensateur primaire est court-circuitable.

Lampe détectrice d'entrée « petites ondes ». — Montage à accord du circuit de grille par condensateur et à réaction par accord du circuit de plaque au moyen d'un variomètre. Condensateur fixe de 0,000.03 microfarad en série sur la grille; résistance de 4 mégohms entre la grille et le positif de la batterie de chauffage. Tension de plaque: 40 volts. Variomètre: deux galettes en fond de panier de 16 spires chacune; couplage par variation de l'angle de leurs plans. Transformateur haute fréquence de sortie: deux galettes « Corona » n° 9, connectées dans le même sens. Couplage variable. Condensateurs variables de 0,001 microfarad sur le primaire et sur le secondaire.

Hétérodyne « petites ondes ». — Bobine de couplage grille-plaque: 34 spires de fil 9/10 à deux couches de soie sur un tube de carton très mince de 6 centimètres de diamètre. A la 14^e spire, prise reliée au positif de la batterie de plaque (16 volts). Condensateur variable de 0,000.4 microfarad, et condensateur d'appoint formé de deux disques de cuivre de 6 centimètres de diamètre, avec variation de capacité par variation de leur distance. Commande hélicoidale à faible pas et démultiplication par vis sans fin. Condensateur fixe de 0,000.5 microfarad en série sur la grille et résistance d'environ 3 mégohms entre la grille et le positif de la batterie du chauffage.

Amplificateur haute fréquence. — Quatre lampes montées en amplificateur à résistances: 80.000 ohms et 5 mégohms, sauf pour la première liaison plaque grille; 70.000 ohms et 4 mégohms. Capacités de liaison: 0,000.1 microfarad.

Lampe détectrice de sortie « grandes ondes ». — Condensateur en série sur la grille: environ 0,000.03 microfarad. Résistance entre la grille et le négatif de la batterie de chauffage: 3 mégohms. La grille étant rendue négative, les signaux étaient un peu affaiblis, mais toutes tendances aux sifflements étaient éliminées. Quand on reliait la grille au positif, le fonctionnement silencieux était extrêmement instable et passable seulement

avec des lampes à vide très poussé, qui sont assez rares actuellement en France.

Hétérodyne de sortie « grandes ondes ». — Deux galettes « nid d'abeilles » de 210 spires, fil 8/10, deux couches de coton. Diamètre intérieur : 5 centimètres de diamètre extérieur : 7 centimètres. Condensateur variable : 0,001 microfarad. Pas de galette exploratrice. Echelle de longueurs d'onde : 2.800 mètres à 6.000 mètres.

Amplificateur basse fréquence. — Primitivement trois étages d'amplification, ensuite un seul. Transformateurs Bardon, rapports 1/5 pour la première lampe et 1/3 pour les suivantes; résistance primaire 700 ohms; résistance secondaire 3.700 ou 2.200 ohms. Capacité fixe de 0,003 microfarad en dérivation sur le primaire du premier transformateur. C'est cette valeur de capacité qui a donné les meilleurs résultats pour la longueur d'onde d'environ 3.200 mètres sur laquelle fonctionnait l'amplificateur haute fréquence.

Écouteurs. — Baldwin 4.000 ohms ou Brunet 2.000 ohms, isolés du circuit de plaque par un transformateur Brunet de rapport 1/1.

Lampes. — Toutes des « Métal », sauf celle de l'amplificateur basse fréquence et la détectrice d'entrée « petites ondes », qui étaient des « Radio-technique ».

Remarque : toutes les lampes ne donnaient bien que *dans un certain ordre*; au cas contraire, un concert de sifflements et autres beautés du même genre vous rappelait à la réalité.

Accumulateurs et piles. — Batteries séparées pour les différents amplificateurs. Lampe détectrice et hétérodyne d'entrée « petites ondes » : chauffage 5 volts; tension de plaque 40 volts, avec prise intermédiaire à 16 volts pour l'hétérodyne. Amplificateur haute fréquence et lampe détectrice de sortie « grandes ondes » : chauffage 5 volts, tension de plaque 80 volts. Amplificateur basse fréquence : chauffage 4 volts; tension de plaque 40 volts. Hétérodyne de sortie « grandes ondes » : chauffage 6 volts; tension de plaque 28 volts. Le tout sur isolateurs; montage des fils sous moulures; tableau de distribution avec fusibles, interrupteurs, voltmètre, etc.

Un ondemètre Townsend était employé conjointement avec le poste.

Celui-ci avait été entièrement construit par M. Contant, à l'exception des transformateurs, lampes, écouteurs téléphoniques, accumulateurs, etc.

Les parasites étaient très faibles et assez rares, sauf pendant les derniers jours. Il n'y avait pas d'accrochages intempestifs d'oscillations locales, sauf pour un chauffage exagéré de la lampe basse fréquence. Le chauffage de cette lampe était très faible (rouge sombre), ce qui atténuait les parasites et les craquements.

2° Le poste de réception de M. R. Luthi, pendant les essais transatlantiques.

M. R. Luthi, amateur suisse, a également employé, pour sa réception, le double hétérodyne, dit « superhétérodyne », avec antenne Beverage, comme l'avait fait M. Godley, lors de la deuxième série des essais transatlantiques. Il a reçu les émissions de 75 postes différents d'amateurs américains : 63 sans mot de code et 12 avec mot de code. Comme M. Contant, il n'a pas obtenu de bons résultats dès le début des essais, mais pour une

raison différente. Comptant que les transmissions américaines ne commenceraient que le 22 décembre, comme l'avaient demandé les amateurs français, ses appareils ne purent être terminés, complétés et mis au point qu'au cours même des essais. Le 12 décembre, il ne put faire d'écoute. Le 13 décembre, écoute de deux heures et réception d'un seul poste. Le 14, réception de quatre postes... dont un hollandais. Le 15, pas d'écoute. Le 16 écoute entièrement brouillée par Bordeaux LY et par Lyon YN. Le 17, pas d'écoute. Le 18, tout est enfin à peu près terminé et mis au point. Malgré un fort brouillage des amorties FFM et IQZ et de Bordeaux LY, 27 postes, dont deux déjà entendus, sont reçus au cours d'une écoute de quatre heures. Le 19, seize postes, dont cinq déjà entendus, en une heure d'écoute seulement. Le 20, après renforcement du couplage de l'hétérodyne 200 m., cinquante postes, dont dix-sept déjà entendus, sont reçus, entre 0 heure et 6 heures. Le 21, parasites et brouillages violents; neuf postes seulement sont reçus, dont sept déjà entendus. En résumé, à partir du 18 décembre seulement, les appareils fonctionnèrent convenablement. M. Luthi n'était pas parti à temps!...

Son poste est situé à Genève, au deuxième étage d'une villa.

L'antenne qui a servi pendant les essais avait été établie spécialement dans ce but. Comparée à l'antenne habituelle (composée de deux fils en V de 35 mètres de longueur, à 8 mètres de hauteur), elle a donné d'emblée de meilleurs résultats qu'elle, de sorte qu'elle fut seule employée. Cette antenne spéciale, du type Beverage, était constituée par un fil de 180 mètres supporté par des poteaux de 4 m. 50 de hauteur. Ce fil, en cuivre électrolytique de 16/10, était dirigé exactement à l'ouest, à partir de la station. Absolument dégagé, il traversait un terrain de culture, sans arbre, ni construction. Il était mis à la terre à son extrémité ouest par l'intermédiaire d'une résistance sans self, réglable de 200 à 425 ohms, par bonds de 25 ohms. Cette résistance fut réglée expérimentalement à 300 ohms environ (plus la résistance de la prise de terre, assez mauvaise). A l'intérieur du poste, l'antenne était connectée au primaire d'un Tesla, mis d'autre part à la terre, comme l'indique le schéma. L'effet directif sembla peu sensible (IQZ et FFM étaient très bien — trop bien! — reçus). Les parasites étaient beaucoup moins forts que sur l'antenne ordinaire et les signaux y avaient la même intensité. De plus, le réglage du circuit d'antenne étant supprimé, la recherche des émissions était facilitée d'autant, le maniement du poste se trouvant déjà assez compliqué sans lui.

La terre était prise sur la canalisation d'eau de la ville ainsi que sur le réseau des tuyaux d'arrosage du jardin. Le fil de terre était en cuivre de 30/10.

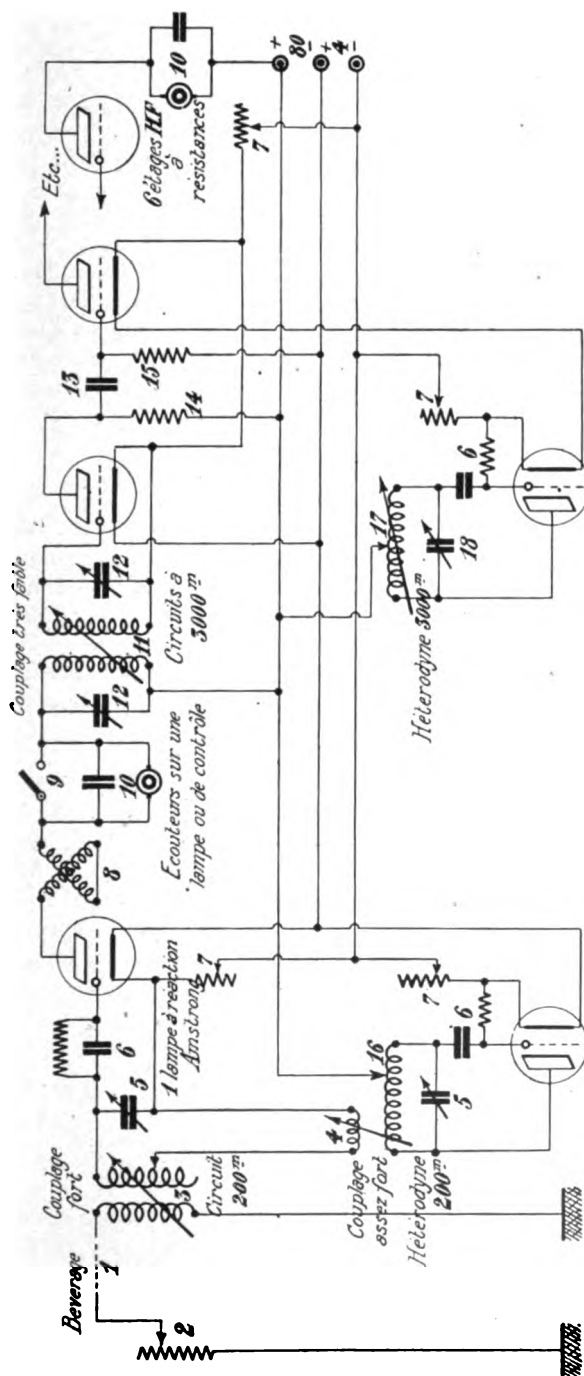
Les appareils sont à réduction de fréquence (double hétérodyne). Ils sont disposés comme l'indique le schéma.

Le Tesla d'antenne est en fil 6/10 isolé en coton.

Le variomètre est en même fil, ainsi que les bobines de l'hétérodyne 200 mètres.

Le Tesla à 4000 m est en fil émaillé 5/10. Il est bobiné sur deux tubes de carton cylindrique de 12 cm de diamètre, placés, suivant la violence des parasites, à 15 ou 30 cm l'un de l'autre.

L'écouteur placé dans le circuit de plaque de la lampe à 200 m est un



- 1 180 m fil cuivre $\frac{16}{10}$ mm à 4 m de haut moyenne.
- 2 Résistance sans self variable entre 200 et 400 Ω
- 3 Tesla en fil $\frac{6}{10}$, une enveloppe coton.
- 4 Quelques spires $\frac{6}{10}$, une enveloppe coton.
- 5 Condensateur variable 0,0003 μ F.
- 6 Condensateur 0,0001 et résistance 4 mégohms.
- 7 Rhéostat de chauffage.
- 8 Variomètre en fil $\frac{10}{10}$, une enveloppe coton.
- 9 Interrupteur.
- 10 Ecouteurs et condensateur 0,002 μ F.
- 11 Tesla en fil $\frac{4}{10}$ émail/couplage très faible).
- 12 Condensateur variable 0,001 μ F.
- 13 Condensateur 0,0005 μ F.
- 14 Résistance 80.000 Ω .
- 15 Résistance 4 mégohms.
- 16 Bobinage en fil $\frac{6}{10}$ une couche coton.
- 17 Bobinage en fil $\frac{6}{10}$ une couche coton.
- 18 Condensateur variable 0,002 μ F.

écouteur de contrôle pour le réglage du poste. Il servit aussi à l'écoute des postes forts pour lesquels le double hétérodynage n'était pas nécessaire (8AQO, 2FP, 1ZE).

L'amplificateur à 4.000 m, qui était à trois lampes à réaction électromagnétique au début des essais, fut remplacé ensuite par un amplificateur à six lampes à réaction électro-statique avec hétérodyne séparé. Ce perfectionnement, arrivé malheureusement un peu tard, apporta une amélioration considérable, à la réception.

Le couplage de l'hétérodyne 4 000 m avec l'amplificateur devait être très lâche (à 1 m du Tesla 4 000 m et à angle droit avec lui.)

Tous les appareils étaient alimentés par une seule batterie de chauffage et une seule batterie de plaques. Le pôle négatif de la batterie de chauffage était à la terre. Il n'y a jamais eu le moindre sifflement ou mauvais fonctionnement quelconque. En ajoutant deux lampes à basse fréquence, on obtenait une réception en haut-parleur très intense. Avec le haut-parleur Brown, petit modèle, 8AQO était ainsi lisible à l'étage inférieur de la maison.

La gamme de réglage du poste allait de 180 m à 400 m. Toutes les émissions américaines entendues l'ont été entre 200 et 250 mètres.

Aucune précaution, telle que l'interposition d'une feuille d'étain entre la main de l'opérateur et les appareils, n'avait été prise. Seul, le bouton du condensateur de l'hétérodyne était muni d'un bâton isolant de 15 cm; aucune variation sensible de son n'a été remarquée au cours des réglages.

L'accumulateur qui chauffait les neuf lampes était un 40 ampères-heure à décharge rapide. Deux accumulateurs ont fait le service alternativement. La batterie de plaques était constituée par des piles sèches; sa tension était de 60 volts.

Les lampes étaient des « Métal » ordinaires.

Des brouillages intenses, dus surtout au poste de Bordeaux LY, ont rendu nulle toute réception pendant de longues heures entre 180 et 300 mètres. Seuls 8AQO et 2FP dominaient son formidable bruit de forge. Le mot « test » était trop souvent répété par les amateurs américains, par rapport à leur indicatif. Il arrivait souvent de le prendre six ou huit fois de suite et de ne pas recevoir l'indicatif, les signaux ayant faibli. Il est à noter également que les « 8 », mauvais camarades, ont toujours, en dépassant les heures qui leur étaient attribuées, brouillé les « 7 » et les « 9 », nécessairement plus faibles.

LISTE DES POSTES RADIOÉMETTEURS PRIVÉS **AUTORISÉS A LA DATE DU 20 MAI 1923**

8AA	RISS, 38, boulevard Sainte-Beuve. . .	Boulogne-sur-Mer.
8AB	DELOY, 55, boulevard du Mont-Boron.	Nice.
8AC	FABRE, rue du Roc.	Albi.
8AD	ROUSSEL, 12, rue Hoche	Juvisy-sur-Orge.
8AE	D ^r CORRET, 97, rue Royale	Versailles.
8AÉ	Revue « La T. S. F. Moderne », 11, avenue de Saxe	Paris.
8AF	« Radio-Club de France », 95, avenue de Monceau	Paris.
8AG	COLMANT, 15, avenue de Robinson . .	Châtenay, par Sceaux (Seine).
8AH	COZE, 7, rue Lalo	Paris.
8AI	GAUMONT, 12, rue Carducci	Paris.
8AJ	Société française Radio-électrique, 79, boulevard Haussmann	Paris.
8AK	CHAREYRE, 25, rue des Usines	Paris.
8AL	GODY, quai des Marais.	Amboise.
8AM	LEMONNIER, 13, allées Gambetta . . .	Marseille.
8AN	BIEMANS, 167, boulevard Montparnasse.	Paris.
8AO	LARDRY, 61, boulevard Négrier. . . .	Le Mans.
8AP	PEUGEOT, Sous-Roches.	Audincourt (Doubs).
8AQ	SASSI, rue Marcellin-Berthelot. . . .	Arpajon.
8AR	LE SAULNIER, 48, route de Neufchâtel.	Bihorel (S.-L.).
8AS	COISY, 76 bis, avenue du Chemin-de-fer.	Rueil.
8AT	Proviseur Lycée du Parc.	Lyon.
8AU	BARRELLIER, 22, rue de la Paille. . . .	Le Mans.
8AV	VOOS, 20, rue Werlé.	Reims.
8AX	MARTIN, 17, rue du Maréchal-Soult .	Alger.
8AY	THUILLIER, 14, rue d'Omans	Alger.
8AZ	BORNE, 4, place du Val	Vanves (S.-L.).
8BA	MICHELSENS, 35, passage Jouffroy . .	Paris.
8BB	LABORIE, 69, av. de la Grande-Armée.	Paris.
8BC	DRUELLE, 6, rue des Domeliers. . . .	Compiègne.
8BD	DUBOIS, 211, boulevard Saint-Germain.	Paris.
8BE	DESLIS, 24, rue d'Ilhiers	Orléans.
8BF	LOUIS, 8, rue de la Mouillière	Orléans.

8BG	HORGUELIN.	Nuisement (Marne).
8BH	M. COURTECUISSÉ, Société Tourcoing- Radio, 10, rue de Gand.	Tourcoing (Nord).
8BI	LAPORTE, 61, rue Letellier	Paris.
8BJ	VINCENT, 50, passage du Havre.	Paris.
8BK	VOISEMBERT, 27, rue Jean-Binet	Colombes (Seine).
8BL	LOCHERER, 18, rue Lhomond.	Paris.
8BM	DUPONT, La Briquette	par Valenciennes.
8BN	BERCHÉ, 7, place Péreire.	Paris.
8BO	MANESCAU, 7, promenade des Anglais.	Nice.
8BP	GUINET, 53, rue Franklin.	Lyon.
8BQ	GAVAUDAN, 1, place d'Arenc	Marseille.
8BR	JARDIN, 2, Traverse des Sœurs-Grises de Saint-Barnabé	Marseille.
8BS	DELAUNAY, 1, place d'Astorg	Paris.
8BT	REDIER, 9, rue du Cherche-Midi	Paris.
8BU	DELON, 7, rue Adolphe-Thiers	Marseille.
8BV	PERROUX, 96, boulev. Montparnasse	Paris.
8BX	VATINET, 5, avenue Gambetta	Vitry-sur-Seine.
8BY	SEKSIK, 47, rue Reinard	Marseille.
8BZ	MILOU	Montélimar.
8CA	REGINALD GOURAUD, 80, rue Vineuse	Paris.
8CB	DUSSAUGEY, 29, place du Marché-Saint- Honoré	Paris.
8CC	SURUET, 18, avenue Kléber.	Paris.
8CD	DUSSERT, 10, rue Peyras	Toulouse.
8CE	MOTTE M., 10, rue du Bloc	Amiens.
8CF	GUINAND, Bramafam.	par Sainte-Foy-lès-Lyon.
8CG	DUFOUR, 9, rue François-Bonvin	Paris.
8CH	BUTEZ, 77, rue Claude-Bernard.	Paris.
8CI	HUBERT ET THIRRIOT, 6, boulevard des Deux-Villes	Charleville.
8CJ	BARBA, 18 bis, rue Demours	Paris.
8CK	D ^r ROUSSIN, 25, rue Roserie	Montélimar.
8CL	Mme LEBAUDY, Moisson	par La Roche-Guyon (S.-et-O.).
8CM	POIZAT, 47, rue de Trévisé	Paris.
8CN	LAFOND, 70, rue des Carmes	Rouen.
8CO	CAUDRON.	Issy-les-Moulineaux.
8CP	DAUDOIS	La Queue-en-Brie (S.-et-O.).
8CQ	GOUY, 93, rue Armand-Carrel	Sotteville-les-Rouen (Seine-Inf.).
8CR	André LE BLANC, 87, rue St-Jacques	Marseille.

BIBLIOGRAPHIE

Recueil des conférences-rapports de documentation sur la physique. — La lampe à trois électrodes, par C. GUTTON, professeur à la Faculté des Sciences de Nancy (édité par la Société du *Journal de Physique*, dépositaire des Presses universitaires, 49, boulevard Saint-Michel).

Nul n'était mieux désigné que l'éminent professeur de la Faculté des Sciences de Nancy pour exposer au public qui se presse aux conférences de documentation sur la physique, le principe du fonctionnement des lampes à trois électrodes dans leurs diverses applications. Beaucoup de théories exposées dans ce livre sont en effet dues à M. Gutton lui-même. C'est lui qui réalisa pendant la guerre à l'Établissement central de la Radiotélégraphie militaire, les premiers postes à lampes que nos alliés copiaient et que nos adversaires cherchaient vainement longtemps à imiter.

Le livre de M. Gutton est le premier ouvrage de langue française permettant une étude complète de la lampe à trois électrodes et de ses nombreuses applications.

Il est divisé en cinq chapitres. Le premier est consacré aux propriétés générales de la lampe, le second aux amplificateurs, le troisième à la production des oscillations, le quatrième à l'emploi de la lampe comme détecteur pour la réception des oscillations amorties ou entretenues. Le cinquième se rapporte à quelques applications particulières des lampes, l'auteur y signale aussi certains modèles spéciaux de tubes à trois électrodes, tels que le dynatron de Hull et le négatron de Scott-Taggart.

La lecture de cet ouvrage qui ne nécessite que la connaissance des éléments du calcul différentiel et intégral est indispensable à tous ceux qui voudront poursuivre des recherches sur l'utilisation des triodes ou même simplement les employer d'une façon rationnelle. — J.

Données numériques d'électricité, magnétisme et électrochimie; rédigées par MM. BOLL (Paris); G.-I. HIGSON (Londres); MALAPERT (Paris); R.-E. SLADE (Londres); G.-V. WEISSE (Lausanne). Préface du docteur F.-B. JEWETT, vice-président de la Western-Electric Co (New-York). Un volume (format in-quarto carré de 22 X 28) contenant 114 pages de tableaux numériques. Prix, broché : 30 francs; cartonné : 40 francs. Secrétaire général : C. MARIE, docteur ès sciences, 9, rue de Bagneux, Paris (VI^e). — Ce volume constitue un tirage à part du volume IV des *Tables Annuelles de Constantes et Données numériques de Chimie, de Physique et de Technologie*.

Il contient les constantes et données numériques relatives à l'électricité, au magnétisme et à l'électrochimie, parues pendant les années 1913 à 1916 inclus.

L'importance de ce fascicule montre le développement des recherches dans ce domaine. Le lecteur y trouvera tous les documents numériques parus dans les périodiques scientifiques et techniques du monde entier.

Chacun des chapitres a été rédigé par un spécialiste et les tableaux contenus dans ce volume permettent de voir quelles ont été, pendant ces années de 1913 à 1916, les questions qui ont été particulièrement étudiées.

Ainsi que le dit le docteur Jewett dans sa préface, les phénomènes photo-électriques, thermo-ioniques, la superconductibilité, qui excitèrent vivement l'intérêt de 1913 à 1916, sont représentés par un grand nombre de mesures. Les nombreuses déterminations de susceptibilités magnétiques reflètent l'intérêt qui s'attache à la théorie du paramagnétisme, et les innombrables données, publiées sur la thermo-électricité et les effets galvanomagnétiques, témoignent du vif intérêt de ces questions dont l'importance croît de jour en jour.

Pour tous ceux qui s'occupent de

l'électricité, du magnétisme ou de l'électrochimie, que ce soit au point de vue Science pure, ou au point de vue de ses applications, cette collection unique de documents est absolument indispensable, non seulement à cause des chiffres eux-mêmes, mais à cause des bibliographies nombreuses qui les accompagnent.

Pour faciliter la diffusion de cette documentation dans tous les milieux, le Comité de publication des Tables Annuelles a décidé la publication sous cette forme de fascicules séparés, et il est certain que cette initiative sera hautement appréciée par les savants et les techniciens en faveur desquels elle a été prise.

Le prix de ces fascicules est d'ailleurs extrêmement modique, dans les conditions actuelles, et cette modicité voulue doit aider encore à la diffusion de cet ouvrage.

Il nous reste maintenant à souhaiter que le Comité, qui prépare en ce moment la publication des documents parus pendant les années 1917 à 1922, trouve les ressources nécessaires pour mener à bien cette tâche considérable.

Radiotélégraphie, Téléphonie, Concerts, par M. E. REYNAUD-BONIN, Ingénieur des Postes et Télégraphes; un volume de 176 pages édité chez Gautier-Villars.

Ce petit volume, d'une lecture extrêmement agréable et qui est rempli de renseignements numériques précis, tranche au milieu de toute la littérature si abondante qui a paru ces temps derniers sur le même sujet. C'est en effet l'œuvre d'un technicien de grande valeur, qui, s'il a laissé volontairement de côté les théories et les démonstrations savantes, n'a rien dit en revanche d'inexact et a donné quantité d'indications précieuses.

Après un rapide historique des travaux qui ont conduit à la T. S. F. actuelle, l'auteur étudie successivement de façon concrète et en donnant de nombreux renseignements numériques, l'émission (postes émetteurs à

lampes, dispositifs d'antenne), la propagation des ondes et leur réception. Dans ce dernier chapitre il décrit notamment les antennes de réception et les cadres qui peuvent être facilement installés par les amateurs. Il décrit également par le détail les appareils récepteurs eux-mêmes et donne une théorie simple du détecteur et de l'hétérodyne. Il termine cette partie de l'ouvrage par des données pratiques sur les amplificateurs et une théorie sommaire et très claire, de la super-régénération.

Avant de passer à la radiotéléphonie, dont les montages et l'emploi terminent le volume, l'auteur consacre deux chapitres fort intéressants, l'un, aux sources de courants (il indique notamment comment charger des accumulateurs avec du courant alternatif), l'autre, à l'état actuel de la radiotélégraphie en France (différents services fonctionnant en ce moment, signaux horaires, etc.).

Deux chapitres sont entièrement consacrés à la radiotéléphonie. Dans le premier, M. Reynaud-Bonin donne des renseignements d'ordre général sur ce mode de transmission et d'ordre pratique sur la façon de recevoir la téléphonie sans fil. Dans le second, il donne des renseignements particulièrement d'actualité sur l'organisation et le fonctionnement des radioconcerts. Il décrit en particulier les microphones et les haut-parleurs qui ont donné à l'émission et à la réception les résultats les meilleurs.

Enfin, le volume se termine par des annexes fort intéressantes qui contiennent, notamment, la réglementation en vigueur ou en projet pour les postes émetteurs ou récepteurs des amateurs et le décret sur les radio-lettres dont l'usage vient d'être adopté par l'Administration des P. T. T.

Une bibliographie d'amateurs très complète clôt ce petit volume qui est certainement l'un des mieux venus que l'on ait vu paraître sur une question qui intéresse à l'heure actuelle la presque totalité du public.

EMPLOI DE LA T. S. F. POUR LA DÉTERMINATION DES LONGITUDES ET L'UNIFICATION DE L'HEURE ⁽¹⁾

par L. DRIENCOURT

1. **Le problème des longitudes.** — Il n'est pas besoin de rappeler ici de quelle importance est la détermination des longitudes pour la géographie et la navigation.

La longitude astronomique, on le sait, est l'une des deux coordonnées sphériques d'un point A de la terre. Si nous menons par le centre O d'une sphère de rayon 1 (fig. 1) la parallèle OA à la verticale de A dirigée vers le zénith et la parallèle OP à l'axe des pôles dirigée vers le pôle nord, la longitude de A est l'angle $APGr = M$ que fait le méridien PAP' de A avec un méridien PGrP' pris pour origine des

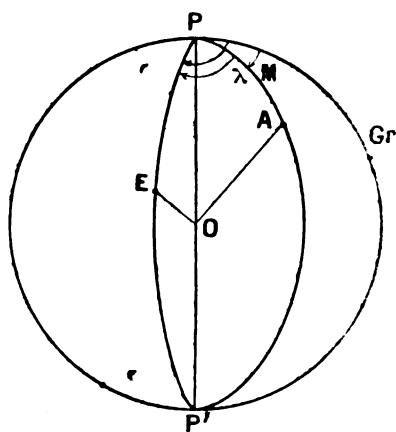


Fig. 1.

longitudes (celui de Greenwich comme on le verra plus loin), l'autre coordonnée étant la distance polaire $AP = \lambda$ ou la colatitude. La longitude est aussi, si l'on prend un repère E dans le ciel, la différence $EPGr - EPA$ des angles horaires de l'astre-repère E pour le méridien origine qu'on désigne sous le nom de premier méridien et pour le méridien de A, autrement dit la différence des heures locales du premier méridien et du point A au même instant.

C'est sur cette dernière définition qu'est basée la mesure de la dif-

(1) Communication faite aux Amis de la T. S. F. dans sa réunion du 19 juin 1923.

férence de longitude astronomique de deux lieux de la terre. L'opération consiste à déterminer en chacun d'eux l'heure locale, c'est-à-dire l'avance ou le retard d'une pendule ou d'un chronomètre — c'est un problème d'astronomie dont il n'y a pas lieu de s'occuper ici — puis à *comparer* les pendules ou chronomètres des deux lieux pour avoir les heures que marquent les instruments à un même instant.

Avant l'invention de la télégraphie sans fil, il n'était généralement pas possible d'effectuer directement cette comparaison. Sauf dans le cas tout à fait exceptionnel où les deux lieux se trouvaient reliés par une ligne télégraphique ou téléphonique, susceptible d'être utilisée au moment convenable, il fallait, tout au moins pour les distances supérieures à celle de visibilité d'un même signal lumineux, soit transporter le temps de l'un des lieux à l'autre au moyen de chronomètres appelés pour cette raison des *garde-temps*, soit attendre la production d'un phénomène céleste instantané, procédés également compliqués et peu précis.

Aussi ne faut-il pas s'étonner de ce que les longitudes astronomiques des points du globe terrestre, déterminées ainsi par les procédés les plus variés et rapportées pour la plupart à des méridiens secondaires dont les corrections ultérieures de longitude n'ont pas toujours été appliquées aux longitudes qui en dépendent, forment un ensemble assez disparate de nombres dont la précision ne saurait en général être évaluée et qu'on envisage leur réfection totale à l'aide de la télégraphie sans fil.

2. Problème de l'unification de l'heure. — L'unification de l'heure est un problème connexe du précédent. Elle résulte de diverses conventions internationales qui sont les suivantes :

a) Le méridien de Greenwich a d'abord été adopté par presque tous les pays civilisés comme *méridien international*, c'est-à-dire comme origine des longitudes.

b) D'autre part, la *Conférence internationale de l'heure*, réunie à Paris en octobre 1912, sur l'initiative du Bureau des Longitudes, a décidé notamment qu'il était utile de réaliser l'unification de l'heure et que l'heure universelle doit être celle de Greenwich.

c) Enfin, pour avoir dans chaque lieu une heure qui se déduise aussi simplement que possible de l'heure universelle et qui ne diffère pas trop de l'heure locale, on a divisé le globe terrestre en fuseaux ayant respectivement pour axes 24 méridiens équidistants espacés de 15 degrés à partir du méridien de Greenwich. Dans chacun de ces fuseaux, on prend comme heure unique l'heure locale du méridien central qui n'est autre que celle de Greenwich augmentée ou diminuée, suivant

le cas, d'un nombre entier d'heures, en sorte que les heures des divers fuseaux sont les mêmes pour les minutes, secondes et fractions de seconde. Chaque pays prend, comme *heure légale*, celle du fuseau correspondant. C'est la convention connue sous le nom de *système universel des fuseaux horaires* qu'un grand nombre d'États ont adoptée.

Les pays peu étendus en longitude sont généralement rattachés en entier au fuseau qui comprend la majeure partie de leur territoire; dans les États qui s'étendent sur plusieurs fuseaux, les provinces sont groupées par fuseau et chaque groupement est rattaché au fuseau correspondant.

Le problème de l'unification de l'heure se ramène donc à la détermination aussi exacte que possible de l'heure de Greenwich et à sa transmission par toute la terre.

La première partie, qui est du domaine de l'astronomie pratique, ne serait pas résolue, comme on pourrait le croire, par l'emploi des seules observations de l'Observatoire de Greenwich. C'est que, en effet, toute détermination d'heure comporte une erreur et que, entre deux déterminations consécutives effectuées par un même observatoire, il peut s'écouler un temps assez long durant lequel les pendules garde-temps de l'observatoire ont une marche plus ou moins régulière.

Pour avoir à tout instant l'heure universelle avec le maximum d'exactitude, il faut donc faire contribuer à sa détermination le plus grand nombre possible d'observatoires possédant un service horaire et à sa conservation le plus grand nombre possible de pendules réparties par groupes en des points éloignés les uns des autres, de façon qu'elles ne soient pas sujettes à l'action des mêmes causes perturbatrices.

Or, la participation de plusieurs observatoires à la détermination de l'heure, de même que l'utilisation de leurs pendules pour sa conservation, supposent qu'ils sont en mesure de comparer chaque jour leurs pendules à celles de l'un d'entre eux. Cette comparaison journalière de pendules situées à des distances les unes des autres qu'il y a intérêt à prendre aussi grandes que possible, est encore une opération qui n'aurait pu être envisagée sans la télégraphie sans fil.

La combinaison des observations de différents observatoires suppose en outre qu'on connaît exactement leurs longitudes. Or, il s'en faut que celles-ci soient connues avec toute la précision désirable. C'est ainsi que celle de Paris, autrement dit la différence de longitude entre les observatoires de Paris et de Greenwich, les deux plus célè-

bres du monde, présente encore une incertitude de 0^s,05 à 0^s,10, malgré plusieurs déterminations télégraphiques très soignées, ce qui a obligé de définir l'heure légale en France par rapport à l'heure de Paris au lieu de prendre simplement l'heure de Greenwich.

Cela n'a pas empêché la Conférence Internationale de l'heure de désigner Paris comme le siège du *Bureau International de l'heure* en raison de l'avance prise par la France dans l'envoi de signaux rythmés pour la comparaison précise des pendules et chronomètres à grande distance par télégraphie sans fil. Il n'en reste pas moins que les heures de Greenwich déterminées par les différents observatoires horaires sont affectées d'erreurs de longitude et ne peuvent être employées telles quelles pour améliorer l'heure de Greenwich proprement dite; chacune doit subir une correction préalable qu'on prendra égale à la moyenne des différences obtenues successivement entre cette dernière heure de Greenwich et celle donnée par l'observatoire considéré.

On voit que le problème de l'unification de l'heure et celui des longitudes sont tout à fait connexes : la longitude, qui est l'inconnue dans le second, est supposée connue dans le premier, mais seulement à titre provisoire et les observations destinées à améliorer l'heure universelle en utilisant la valeur provisoire de la longitude serviront en fin de compte à corriger celle-ci.

Pour ce qui est de la transmission de l'heure de Greenwich par toute la terre, c'est encore une opération de comparaison de pendules et de chronomètres, mais qui n'exige pas en général la même précision que la comparaison des pendules des observatoires horaires et des pendules ou chronomètres des observatoires d'astronomie de position. Il va sans dire qu'on n'aurait pas pu y songer non plus sans la télégraphie sans fil.

3. En résumé, les deux problèmes qui viennent d'être exposés comportent, en dehors d'observations astronomiques en divers lieux, la comparaison précise avec le garde-temps de l'un d'entre eux du garde-temps d'un ou plusieurs autres, plus généralement de tout garde-temps situé en un point quelconque du globe. Grâce à la télégraphie sans fil, qui permet de résoudre de la façon la plus générale le problème de la comparaison précise d'instruments de mesure de temps à distance, cette opération est devenue possible, et ce sont les procédés pratiques à employer pour l'effectuer avec le maximum de précision que nous allons maintenant examiner.

Ces procédés sont de deux sortes : écoute de signaux rythmés avec application de la méthode des coïncidences, enregistrement de signaux.

4. **Méthode des coïncidences.** — Le principe de cette méthode est le même que celui du vernier.

On sait que, pour pouvoir faire la lecture précise d'une règle divisée (fig. 2) (ou d'un cercle divisé) correspondant à un repère α , l'un des moyens consiste à tracer, à la suite du repère dans le sens suivant

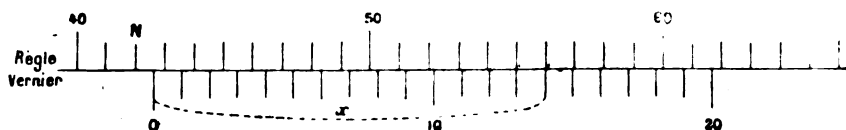


Fig. 2.

lequel croissent les divisions de la règle, n divisions égales valant ensemble $n - 1$ divisions de la règle. Ces n divisions constituent le vernier dont le repère est le zéro. Le numéro N de la division de la règle qui précède le zéro du vernier est la partie entière de la lecture; la fraction s'obtient en cherchant le numéro x de la division du vernier qui coïncide le mieux avec une division de la règle. On prend pour la lecture

$$N + x \frac{n-1}{n} = N + x \left(1 - \frac{1}{n} \right)$$

et l'erreur est au plus égale à la moitié de l'excès d'une division de la règle sur une division du vernier, soit $\frac{1}{2n}$ division de la règle.

La comparaison de deux séries de battements par la méthode des coïncidences est tout à fait analogue à la lecture de la règle au moyen du vernier; on opère sur des temps au lieu d'opérer sur des longueurs et l'oreille remplace l'œil, c'est là toute la différence.

Soient A et B (fig. 3), les deux séries de battements à comparer dont les intervalles, [respectivement égaux] dans chaque série, [sont

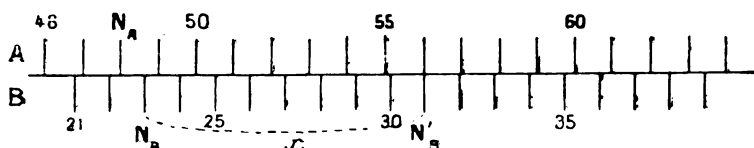


Fig. 3.

légèrement différents d'une série à l'autre, n intervalles de battements B valant par exemple $n - 1$ intervalles de battements A. On écoute les battements A et B à la fois, on entend le battement B qui vient après le battement A s'en rapprocher peu à peu, coïncider presque avec lui, le dépasser pour s'en écarter ensuite de plus en plus.

On peut faire la comparaison pour un battement déterminé N_B qui correspondra alors au zéro du vernier, les battements B qui le suivent formant les divisions du vernier. Soient N_A le battement A qui précède immédiatement N_B , x le nombre de battements B compris entre N_B et le battement B qui coïncide le mieux avec un battement A; la comparaison sera :

$$N_A + x \left(1 - \frac{1}{n} \right) - N_B.$$

Mais comme ici rien n'oblige à prendre un battement N_B plutôt que l'autre comme zéro du vernier, on choisit de préférence celui de la coïncidence N'_B . N'_A étant le battement A correspondant, on prend comme comparaison $N'_A - N'_B$, soit pour le battement N'_A , soit pour le battement N'_B . Et si la coïncidence est bien observée, l'erreur de la comparaison est encore au plus $\frac{1}{2n}$ intervalle des battements A.

5. — La précision que l'on peut atteindre avec la méthode des coïncidences est théoriquement illimitée, puisque $\frac{1}{2n}$ peut être rendu aussi petit que l'on veut en augmentant n . Mais, pratiquement, elle se trouve rapidement limitée comme celle d'une lecture avec le vernier et pour des raisons analogues. Pour donner toute la précision dont elle est susceptible, la méthode des coïncidences, qui suppose essentiellement les battements de chaque série également espacés, exige en outre qu'ils soient secs, brefs et de même intensité au moins apparente. Suivant que ces conditions sont plus ou moins remplies, on peut augmenter plus ou moins le nombre n sans accroître en même temps l'incertitude sur le battement A ou B de la coïncidence.

Nous allons le vérifier par la comparaison entre elles des séries de battements produits par des instruments de mesure de temps, avant de passer aux comparaisons radiotélégraphiques.

6. Battements naturels écoutés directement. — Les battements naturels ont un premier défaut commun, c'est leur durée qui n'est pas négligeable, surtout dans les pendules; et la gêne causée par cette durée est d'autant plus grande que celle-ci est due pour une bonne part à la sonorité. Les battements des chronomètres de marine sont toutefois très supérieurs à ceux des horloges astronomiques : ils sont moins trainants et plus forts. De plus, ils ont même espacement d'un intervalle au suivant, chaque intervalle correspondant à une oscillation complète du balancier; tandis que, pour les horloges qui donnent un battement à chaque oscillation simple, il y a un « boitement » qu'on arrive difficilement à supprimer entièrement, ce qui oblige à faire

abstraction d'un battement sur deux, à négliger celui qui correspond aux secondes paires par exemple. Il en résulte que les coïncidences sont moins précises et moins fréquentes.

En fait, dans les comparaisons directes de deux instruments battant l'un le temps moyen, l'autre le temps sidéral, on ne peut guère obtenir mieux que le 1/100^e de seconde avec des chronomètres et le 1/50^e avec des pendules; entre pendule et chronomètre, la précision serait encore inférieure si l'on n'avait soin d'écarter le chronomètre de l'oreille, afin d'égaliser les intensités de battements autant que possible.

7. Battements naturels transmis par téléphone. — On peut améliorer notablement les battements naturels en les écoutant, non plus directement, mais dans un téléphone. Le montage est le suivant :

Un microphone M (fig. 4), genre Hughes ou à grenaille, est placé sur le mouvement de l'horloge ou du chronomètre A à l'intérieur de

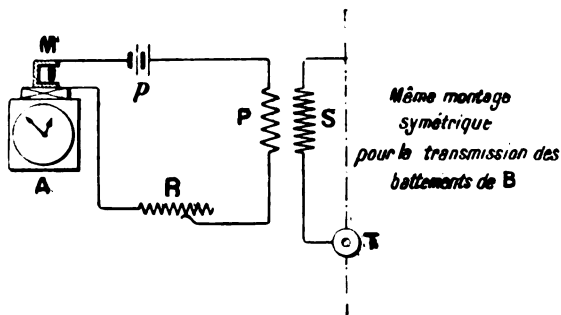


Fig. 4.

la boîte; il est en circuit avec une pile *p* comprenant un ou deux éléments, une résistance variable *R* et le primaire *P* d'une petite bobine d'induction téléphonique dont le secondaire *S* est relié aux bornes d'un téléphone *T*. La figure ne représente que la moitié du montage; celle relative à la transmission des battements de l'horloge ou chronomètre *B* serait symétrique par rapport à l'axe, les deux secondaires étant en série avec le téléphone.

Le fonctionnement de ce montage se comprend sans peine. A l'aide des résistances variables *R* du circuit de *A* et *R'* du circuit de *B*, on règle les intensités des deux séries de battements, de façon qu'elles soient égales et que la sonorité soit supprimée. Dans ces conditions, la précision des comparaisons par coïncidences est au moins double de celle obtenue avec les battements écoutés directement; elle atteint facilement 1/200^e de seconde.

8. Battements artificiels produits électriquement. — Si l'on veut

aller plus loin, il faut remplacer les battements naturels des garde-temps par des battements artificiels. Les instruments de mesure de temps sont munis à cet effet d'un *contact électrique* qui sert d'autre part, soit à synchroniser d'autres horloges, soit à actionner à distance des cadrans compteurs de seconde ou des chronographes enregistreurs, et on utilise les ruptures ou les fermetures de courant produites par ce contact pour les transformer en battements. Il est naturellement préférable d'employer les ruptures qui sont toujours plus nettes que les fermetures; mais comme beaucoup d'instruments sont disposés pour fonctionner à la fermeture, il est nécessaire d'envisager les deux cas

Le problème qui se pose est de faire en sorte qu'on n'entende qu'un battement : par exemple, si le contact fonctionne comme interrupteur, qu'on entende la rupture du circuit sans la fermeture, un second bruit plus ou moins décalé par rapport au seul qui compte étant fort gênant pour l'observation des coïncidences. Les montages qu'on emploie à cet effet sont les suivants :

Fermeture. — Le contact w (fig. 5) est en circuit avec une pile p .

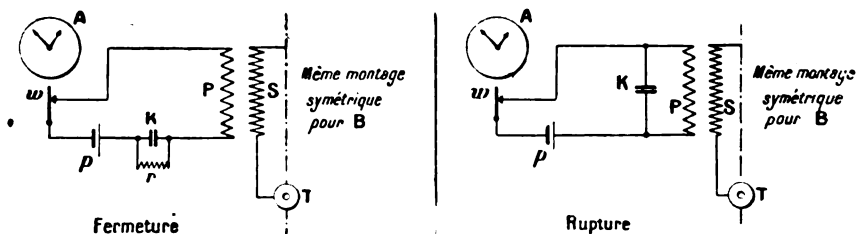


Fig. 5.

un condensateur de 2 microfarads shunté par une résistance sans self de 30 000 ω et enfin le primaire P d'une petite bobine d'induction téléphonique, primaire qui est mobile à l'intérieur du secondaire S . Celui-ci est connecté aux bornes du téléphone T . Même montage symétrique pour le garde-temps B dont le secondaire S' est en série avec S et T .

A la fermeture du contact w de A , le condensateur K se charge brusquement; le courant de charge engendre un courant induit dans le secondaire S et produit par suite un bruit sec dans le téléphone T . A l'ouverture de w , le condensateur se décharge par la résistance r et le secondaire n'est pas influencé.

Rupture. — Le contact w (fig. 5, partie droite) est mis en série avec

une pile p et le primaire P d'une bobine d'induction shunté par un condensateur K . Le secondaire de la bobine est monté aux bornes du téléphone T .

Lorsque le contact s'ouvre, le champ magnétique de la bobine disparaît en donnant naissance à des courants induits dans les enroulements de la bobine. Celui du primaire P (extra-courant de rupture) charge brusquement le condensateur K ; celui du secondaire, auquel se superpose le courant induit par le courant de charge du condensateur qui passe dans le primaire, produit un bruit sec dans le téléphone T . A la fermeture, le champ magnétique qui se crée à nouveau dans la bobine retarde l'établissement du courant dans le circuit primaire pPw ; si la constante de temps de ce circuit est suffisamment grande, le secondaire est très faiblement actionné et l'on n'entend presque rien dans le téléphone. Si l'on veut supprimer le bruit complètement, il suffit d'augmenter la self du circuit primaire en ajoutant un électro en série.

Les battements artificiels ainsi obtenus sont très brefs et peuvent être rendus parfaitement identiques pour des instruments différents. Les coïncidences sont très faciles à observer, à la condition toutefois que les périodes d'ouverture ou de fermeture des contacts soient suffisamment voisines pour qu'il y ait sensiblement coïncidence lorsque les battements se rattrapent. Avec une différence de période de $1/1000^e$ de seconde, il n'y a pas la moindre hésitation sur le battement de coïncidence. Cette différence peut donc être mesurée rapidement et avec une grande précision.

Enfin, on peut aller beaucoup plus loin comme précision de comparaison en employant pour le secondaire le dispositif de la figure 6,

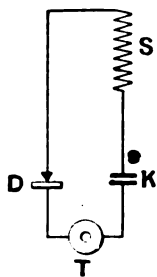


Fig. 6.

dû à M. l'ingénieur électricien Laüt, qui diffère des précédents (fig. 5) principalement par l'addition d'un détecteur dans le circuit secondaire. Les bobines d'induction sont supprimées et remplacées cha-

cune par une ou deux spires de fil qu'on approche plus ou moins d'un enroulement S, semblable à celui d'un secondaire de récepteur de télégraphie sans fil, fermé sur le détecteur D, un condensateur K et le téléphone T.

Avec ce dispositif, on a pu comparer deux chronomètres dont la marche relative ne dépassait pas une seconde par jour sans trouver plus de six battements consécutifs de seconde en coïncidence. En admettant que la marche relative au moment de l'expérience était égale à sa valeur moyenne, ce qu'on a pu vérifier *grosso modo*, l'incertitude de la comparaison serait de $\frac{3^s}{86.400}$ ou d'environ $1/30.000^e$. Ce chiffre donne une idée de la brièveté des battements qu'on obtient avec le montage indiqué.

9. **Comparaisons radiotélégraphiques.** — Pour comparer à distance et sans fil un nombre quelconque d'instruments de mesure de temps battant le même temps ou les uns le temps moyen, les autres le temps sidéral, on prend comme intermédiaire une série de battements radiotélégraphiques dont les intervalles, aussi constants que possible, sont légèrement différents d'une seconde de temps moyen et d'une seconde de temps sidéral. Les battements qu'émet le poste de la Tour Eiffel actuellement sont espacés de $\left(1 - \frac{1}{50}\right)$ seconde de temps sidéral.

Ils sont envoyés par une horloge électrique à balancier de demi-seconde Brillié-Leroy, dont le contact électrique commande les appareils d'émission. Chaque série comprend 300 signaux, les 60^e , 120^e , 180^e et 240^e étant supprimés pour faciliter le comptage.

Tous les instruments situés dans le rayon de portée de la station d'émission peuvent être comparés simultanément par la méthode des coïncidences à cette série de signaux. Il suffit pour cela, dans les montages des figures 4 et 5, de relier le secondaire aux bornes du téléphone du récepteur de télégraphie sans fil. Les coïncidences obtenues permettent de calculer l'heure que marquait l'instrument à l'instant d'un signal quelconque. On calcule en général les heures correspondant aux 1^{er} et 300^{e} signaux, de façon à avoir une vérification. Les comparaisons s'obtiennent en rapportant les unes aux autres les heures ainsi calculées pour les différents instruments.

La précision dont ces comparaisons radiotélégraphiques sont susceptibles dépend du genre de battements envoyés. Au temps où l'on faisait usage de l'émission *ronflée*, on pouvait envoyer des signaux formés d'un seul train d'ondes, qui auraient constitué des battements radiotélégraphiques parfaits, si leurs intervalles avaient été rigou-

reusement constants. Mais la variation de la phase du courant alternatif d'alimentation à 42 périodes au moment de la fermeture du circuit produisait une variation du retard de l'étincelle pouvant atteindre exceptionnellement $1/2$ période, soit $1/84^e$ de seconde. Un autre inconvénient de ces signaux très brefs était le manque de portée, la portée d'un signal étant, dans une certaine mesure, fonction de sa durée. Malgré ces inconvénients, on a pu effectuer régulièrement des comparaisons à $1/200^e$ de seconde sur des distances telles que Paris-Bizerte.

Lorsqu'on a remplacé l'émission ronflée par l'émission musicale, puis par l'émission à ondes entretenues, on a dû renoncer aux *signaux-points* pour envoyer des *signaux-traités* dont la durée, d'abord de $1/2$ seconde, a été ramenée à $1/10^e$ de seconde. On a ainsi gagné en portée; la régularité d'espacement a été aussi sensiblement accrue, et malgré cela, on a perdu beaucoup en précision pour les comparaisons. Les coïncidences s'observent avec le commencement des traits et il intervient alors une question d'appréciation, donc une *équation personnelle* de comparaison, ce qui n'a pas lieu pour la superposition de deux points très brefs. En fait, la précision des comparaisons est descendue de $1/200^e$ de seconde à $1/50^e$ en moyenne.

Il n'est pas douteux que si l'on pouvait, par l'emploi d'amplificateurs ou autrement, accroître sensiblement la portée des signaux formés d'un seul train d'ondes, il faudrait revenir, pour la production des battements radiotélégraphiques, à l'émission à étincelles rares.

10. Emploi de l'enregistrement automatique. — Pour les comparaisons radiotélégraphiques, on peut, comme pour les comparaisons à distance au moyen de signaux électriques envoyés par fil, se servir aussi de l'enregistrement automatique. Les passages des signaux et les battements du garde-temps s'inscrivent sur une bande de papier qui se déroule avec une vitesse uniforme ou sur une feuille enroulée sur un cylindre animé d'un mouvement de rotation uniforme autour de son axe et d'un mouvement de translation le long de cet axe.

L'inscription avec une plume demande une certaine puissance. Aussi, avant la guerre, les signaux brefs recueillis par une antenne moyenne ne pouvaient être enregistrés de cette façon qu'à une distance relativement courte. Pour les transmissions éloignées, il fallait avoir recours à l'inscription photographique. C'est ainsi que divers physiciens, notamment M. H. Abraham pour la détermination de la différence de longitude Paris-Washington, étaient arrivés à obtenir des résultats déjà très remarquables.

Durant la guerre, d'importants perfectionnements ont été apportés aux galvanomètres à enregistrement employés pour le repérage par le son, notamment aux galvanomètres à plume destinés aux inscriptions sur papier enfumé. Les grands progrès réalisés d'autre part dans la réception à grande distance des signaux radiotélégraphiques, grâce à l'emploi des amplificateurs à lampes, ont permis de revenir aux inscripteurs à plume, d'un fonctionnement plus simple et moins coûteux d'achat et d'entretien que les enregistreurs photographiques. Quelques physiciens se sont occupés en 1920 de mettre au point, pour les inscriptions de la télégraphie sans fil, les appareils de ce genre utilisés dans le repérage par le son.

M. H. Abraham, avec le concours de M. Marti, a adapté au nouveau but poursuivi les appareils que, de 1916 à 1918, il avait fait construire avec M. E. Bloch pour le Service géographique de l'Armée. Il a perfectionné surtout le plus grand de ces appareils, le *magnéto-oscillographe à plume*, sorte de petite magnéto tétrapolaire analogue aux magnétos d'appel des téléphones dont la palette, mobile autour d'un axe, porte un style inscripteur. Suivant le point de serrage du ressort qui constitue le couple stabilisateur, on a une grande sensibilité avec une vitesse d'inscription relativement faible ou une sensibilité moindre avec une grande vitesse d'inscription. Un appareil de 20000 ohms muni d'une plume de 10 cm donne, pour un courant de $1/4$ de milliampère, soit des déviations de 10 mm atteintes en $1/50^{\circ}$ de seconde, soit des déviations de 2 m/m atteintes en $1/250^{\circ}$ de seconde.

Cet oscillographe remplace le téléphone sur le circuit de plaque d'un amplificateur à lampes sans l'interposition d'aucun relais. Avec un cadre mobile et un amplificateur approprié à 7 lampes, M. Abraham enregistre couramment dans son laboratoire les signaux horaires du poste d'Annapolis (E.-U.).

M. Jouaust, en partant de l'oscillographe à plume du modèle courant du repérage par le son, est arrivé à des résultats également très satisfaisants pour l'enregistrement sur papier enfumé des émissions des grands postes d'Amérique.

Le problème de l'enregistrement des signaux radiotélégraphiques à grande distance pourrait donc être considéré comme résolu au point de vue pratique, s'il n'y avait pas les parasites qui rendent souvent les inscriptions difficiles à déchiffrer. On est parvenu déjà à les réduire beaucoup; mais il faut prendre bien garde, lorsqu'on emploie les procédés imaginés dans ce but, de ne pas altérer l'enregistrement des commencements de signaux. C'est pourquoi l'enregistrement des

signaux horaires de comparaison à grande distance ne saurait être confié dans l'état actuel qu'à des physiciens très avertis.

11. Enregistrement simultané des battements du garde-temps.

— L'enregistrement des signaux radiotélégraphiques suppose réalisé d'une façon parfaite sur la même bande celui des battements du garde-temps auxquels ils sont rapportés. Chaque battement doit être représenté par un trait transversal d'une grande finesse, aussi normal que possible à la ligne que trace la plume au repos. En second lieu, la vitesse de déroulement de la bande dans l'intervalle de deux battements doit être rigoureusement constante.

La première condition est remplie d'une façon très satisfaisante, lorsqu'on fait usage, pour inscrire les battements, du petit électro connu sous le nom de *signal de Deprez* avec un montage convenable.

Il n'en est pas de même de la seconde. L'enregistreur à bande enfumée du service du repérage par le son, malgré tous les perfectionnements qu'il a reçus au cours de la guerre et qui l'ont fait adopter pour l'enregistrement des signaux radiotélégraphiques, laisse encore un peu à désirer sous le rapport de la régularité de déroulement dans l'intervalle de 1 ou 2 secondes. On peut sans doute y remédier en inscrivant sur la même bande les vibrations d'un diapason et c'est ce que l'on doit toujours faire lorsqu'on cherche une extrême précision. Mais le travail de dépouillement des bandes s'en trouve considérablement accru; le remède est inapplicable dans la pratique courante.

La nouvelle méthode chronographique de MM. Abraham et R. Planiol, qui permet d'obtenir l'inscription, non plus seulement des battements du garde-temps, mais des dixièmes et demi-dixièmes de seconde, et cela, avec des traits de longueur différente qui en rendent la lecture aussi facile que celle d'une règle divisée, remédie d'une façon pratique au défaut signalé des chronographes en même temps qu'il simplifie le dépouillement des bandes. Cette simplification est d'autant plus grande que c'est la même plume qui sert à enregistrer les signaux radiotélégraphiques et le temps : on n'a donc aucune mesure à faire pour avoir l'heure de chaque signal.

Nous renvoyons pour sa description au n° 1 de *l'Onde Électrique*.

12. Avantages et inconvénients des procédés d'enregistrement.

L'emploi des procédés d'enregistrement pour les comparaisons radiotélégraphiques présente deux avantages principaux : celui de laisser un document impersonnel et permanent qu'on peut étudier ensuite à loisir et celui de ne pas exiger des signaux rythmés.

On s'exagère souvent l'importance du premier de ces avantages. Le second est plus réel. On a vu plus haut qu'on ne peut pas, avec

l'émission ronflée, envoyer des signaux à intervalles rigoureusement constants. C'est ce qui rend illusoire en partie la haute précision dont la méthode des coïncidences est susceptible. Avec l'enregistrement, un seul signal suffit, à la rigueur, s'il est nettement inscrit ainsi que les battements du garde-temps qui le comprennent dans les stations qui ont à effectuer leurs comparaisons : le procédé est donc indépendant du retard variable de l'étincelle ou du commencement des ondes entretenues par rapport à la fermeture du contact qui l'a provoqué.

En fait, la méthode des coïncidences, tout au moins avec les signaux-points, donne pour les comparaisons une exactitude plus que suffisante, parce que nettement supérieure à celle des déterminations d'heure. Comme le matériel qu'elle nécessite est beaucoup plus simple que celui des procédés d'enregistrement, elle sera toujours préférée à ceux-ci pour les mesures courantes de différences de longitude. De plus, lorsque la distance au poste émetteur est grande et que la réception est troublée par des parasites, ceux-ci se reconnaissent plus facilement au son que sur les inscriptions, à cause du timbre que l'oreille perçoit et que les oscillographes n'enregistrent que très imparfaitement.

Par contre, les méthodes d'enregistrement reprennent le premier rang dès qu'il s'agit d'obtenir une très haute précision : la durée de l'opération devient alors en effet une question secondaire et l'on peut attendre les circonstances favorables. Ce serait le cas, par exemple, si l'on mettait à exécution le projet de détermination de longitudes fondamentales par télégraphie sans fil, autour du globe proposé par M. le général Ferrié; car, pour des opérations fondamentales, il y a toujours intérêt à réduire le plus possible les erreurs des comparaisons, même si celles des déterminations d'heure sont sensiblement plus fortes. Ce serait *a fortiori* le cas si l'on voulait mesurer la vitesse de propagation des ondes hertziennes entre deux stations, puisqu'alors n'interviendraient que les comparaisons. Mais, ainsi qu'il a été dit plus haut, le soin d'effectuer les comparaisons dans ces conditions devrait être laissé à des physiciens connaissant à fond les erreurs à craindre dans l'enregistrement des signaux de télégraphie sans fil.

L. DRIENCOURT,

Ingénieur Hydrographe en chef de la Marine.

Les perturbations atmosphériques

par R. MESNY

L'article qui suit ne constitue pas une contribution nouvelle à l'étude des atmosphériques. C'est seulement un exposé d'ensemble des idées qui ont cours sur ces phénomènes et surtout des observations qui ont été faites à leur sujet. Nous y laissons complètement de côté tout ce qui concerne les recherches techniques effectuées pour arriver à éliminer le trouble qu'ils apportent dans les observations et nous nous limitons au point de vue purement physique de la question.

1. **Classification.** — Les ondes électromagnétiques d'origine naturelle ont été, depuis le début de la radiotélégraphie, un des obstacles les plus sérieux au développement des communications. La réception étant faite à l'oreille, les perturbations apportées par ces ondes ont été classées d'après les bruits qu'elles produisent.

La distribution entre les différentes espèces ne correspond à aucune idée précise sur leurs origines et n'est pas toujours nette ; cependant, il est indispensable de connaître les termes employés. On distingue en général :

a) La « friture » que les Anglais appellent souvent le « hissing ». C'est un bruit presque continu qui est surtout marqué par temps de neige ou quand des nuages très chargés passent au-dessus de l'antenne.

b) Les « claquements » appelés « clicks » par les Anglais. Ce sont des bruits très brefs.

c) Les « grinders ». Nous employons ici le mot anglais (bruit de meule écrasant du grain) qui n'a pas son équivalent en français et qui représente parfaitement le type des bruits en question. On les désigne parfois cependant par le mot « friture ».

D'autre part, Rothé⁽¹⁾ utilise une classification un peu différente. En dehors des fritures, il envisage :

1° Les craquements et claquements. — Ce sont les parasites les plus fréquents, observés surtout dans la journée. Il appelle craquements ceux dont la note est la plus basse, ressemblant au bruit d'un morceau de bois que l'on brise, réservant le nom de claquements aux bruits de note plus élevée que les précédents et surtout plus brefs et secs. Ils ont une fréquence très variable et sont assez nombreux, quoique distincts entre eux, pour former une sorte de crépitement continu, tout à fait différent cependant des craquements.

**

2° Les décharges. — Il réserve le nom de décharges à des manifestations qui sont plus rarement entendues, sont d'assez longue durée, jusqu'à cinq secondes, présentent un bruit métallique intense (gong), de note élevée très nette et conservent, pendant leur durée entière, la même intensité et la même hauteur.

Ces décharges ne semblent dues qu'à des nuages orageux plus ou moins voisins. Quand l'orage est très proche, ces décharges peuvent devenir presque continues et dominer les autres genres de parasites.

2. Périodicité des atmosphériques. — *a. Périodicité annuelle.* — L'observation courante montre que les atmosphériques sont beaucoup plus fréquents et plus importants en été qu'en hiver. Austin ⁽²⁾ a fait mesurer journallement les audibilités des atmosphériques depuis 1918; les observations faites à Washington confirment naturellement la périodicité que nous venons d'indiquer, mais les courbes annuelles sont loin d'être superposables. Les maxima et minima sont donnés par le tableau suivant :

Année	MINIMA		MAXIMA	
	Époque	Audibilité	Époque	Audibilité
1919 . . .	Mai et septembre	1 000 et 1 000	Janvier et juillet	150 et 400
1920 . . .	Mai et septembre	1 500 et 3 000	février et mai	150 et 600
1921 . . .	Juillet	2 400	janvier	150

D'autre part, Watson Watt ⁽³⁾ a mesuré à Aldershot ($\varphi = 51^{\circ}16' N$ $\lambda = 0^{\circ}46' W$) les fréquences des perturbations au cours de l'année

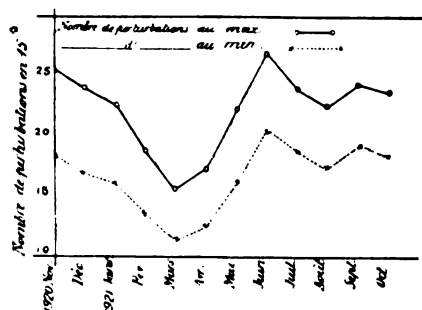


Fig. 1.

s'étendant du 1^{er} novembre 1919 au 31 octobre 1920. Ses mesures étaient faites au radiogoniomètre et il comptait le nombre de perturbations en 15 secondes dans les différents azimuts à 7 heures, 13 heures

et 16 heures. Les courbes de la figure 1 indiquent les résultats moyens obtenus aux différents mois dans la direction où la fréquence des atmosphériques était maxima et dans celle où elle était minima.

Enfin des observations de longue durée ont encore été faites par Cornélis de Groot à Java (⁴). Ses résultats font encore ressortir l'influence saisonnière, les atmosphériques étant beaucoup plus faibles de juin à septembre que pendant le reste de l'année. Il fait remarquer que les perturbations suivent de près les modifications des moussons. Les

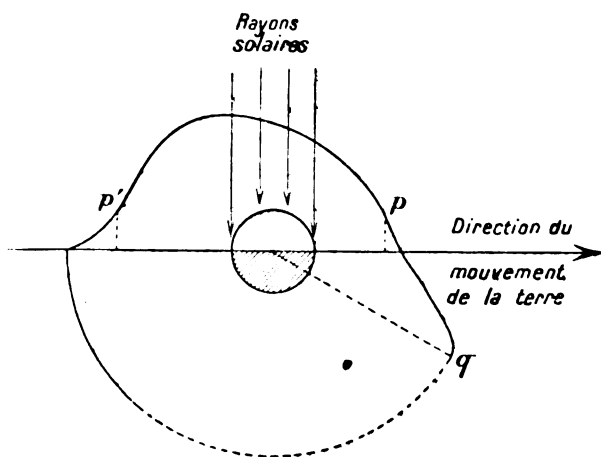


Fig. 2.

maxima se produisent au voisinage des changements de mousson. Pendant la mousson de N E s'observe le long minimum d'hiver et pendant la mousson de S O on retrouve un second minimum, mais moins marqué et de moindre durée.

b. *Périodicité journalière.* — Cornélis de Groot donne le diagramme polaire de la figure 2 pour représenter les variations diurnes de l'intensité des perturbations; il mentionne que les observations de nuit n'ayant pas été très fréquentes, la partie pointillée de la courbe n'est pas absolument certaine. Le diagramme représente le résultat moyen d'une année de mesures effectuées à Landangen (Java). Il semble que les caractéristiques de cette courbe soient celles que l'on rencontre le plus fréquemment (⁵) : les atmosphériques sont plus forts pendant la nuit, ils commencent à diminuer environ deux heures avant le lever du soleil, passent par un minimum vers 10 heures, puis augmentent jusqu'à 15 heures; ils restent alors à peu près constants jusqu'à une heure avant le coucher du soleil, puis augmentent encore jusqu'à la nuit.

Cependant W. Pickard ⁽⁶⁾ indique une distribution diurne différente, les atmosphériques décroissent d'après lui assez brusquement vers la fin de l'après-midi, puis diminuent graduellement jusqu'au matin.

3. Direction des atmosphériques. — D'une façon générale, en faisant abstraction des perturbations provenant des orages locaux, les atmosphériques ne sont généralement pas distribués régulièrement dans tous les azimuts.

Austin ⁽⁷⁾ et W. Watt ⁽⁸⁾ ont fait à ce sujet des observations très méthodiques, le premier en différentes régions de l'Amérique du Nord et des Antilles, le second en Angleterre et à Aldershot.

Nous empruntons à Austin les conclusions de l'étude dont nous venons de donner la référence.

« 1. Les atmosphériques sur la côte ouest des États-Unis viennent généralement de directions situées entre le sud et l'ouest, principalement du Mexique, mais aussi des monts Alleghany (*).

« 2. Quelques observations faites sur la côte du golfe du Mexique fournissent également la direction du Mexique.

« 3. Sur la côte du Pacifique, les atmosphériques sont plus faibles et paraissent provenir, pour la plupart, de centres voisins. Dans le nord, la direction est floue, mais beaucoup de perturbations paraissent issues de centres montagneux. Mariott a appelé l'attention sur le fait qu'à Bremeston et à Astoria une part importante des atmosphériques vient de la direction du mont Ramier, pic isolé, le plus élevé de cette région. Plus au sud, à San Francisco et San Diego, les perturbations sont très nettement dirigées et viennent pratiquement toujours de points situés à l'est, probablement dans les montagnes voisines.

« 4. A Porto-Rico, les atmosphériques viennent de deux directions, soit du sud du Mexique soit d'un azimut un peu à l'est du sud, correspondant probablement à quelque centre situé dans l'Amérique du Sud. Pendant les mois les plus chauds, il y a également à Porto-Rico une quantité considérable de perturbations disséminées d'origine locale.

« 5. En général, on peut conclure que les atmosphériques viennent de la terre plutôt que de la mer, et, quand ils semblent provenir de la

(*) Des observations de Taylor ⁽⁸⁾ effectuées pendant l'hiver de 1915-1916 donnent une direction SE pour les atmosphériques observés à Belmar (état de New-Jersey), ce qui semble en contradiction avec les conclusions d'Austin. Il y a lieu cependant de se fier à ces dernières qui ont été consacrées par les conséquences que l'on en a tirées pour établir des réceptions dirigées des stations européennes. W. Pickart et C.-A. Hoxie ⁽⁶⁾ ont également observé la prédominance très nette des atmosphériques du SW.

mer, il y a généralement une terre à distance relativement faible dans la direction trouvée. »

D'autre part, les observations de W. Watt fournissent le diagramme de la figure 3. Ce diagramme indique pour chaque mois les azimuts dans lesquels les perturbations sont les moins nombreuses.

Il a calculé d'autre part pour chaque mois les rapports $\frac{A-a}{A}$ où A et a sont les valeurs moyennes des nombres de perturbations observées

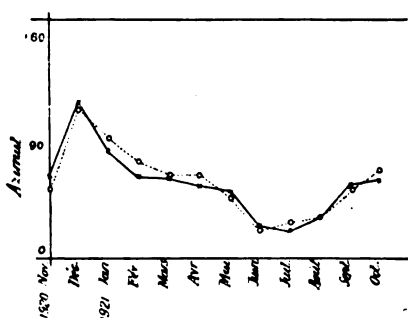


Fig. 3.

dans la direction la plus troublée et dans la direction la moins troublée; il trouve des valeurs variant entre 20 et 30 % dans le cours de l'année.

En France, de Bellescize a fait à Villecresne plusieurs séries d'enregistrements qui lui ont donné un maximum important de perturbations dans la direction du S. E. Nous avons obtenu quelques résultats analogues à Meudon, mais fréquemment l'effet de direction était peu prononcé.

Rothé et W. Watt ont fait remarquer qu'on distingue parfois dans des azimuts différents — quelquefois dans des directions perpendiculaires — deux genres de perturbations. Dans une direction, par exemple, le maximum peut être caractérisé par des « grinders »; dans la direction perpendiculaire, au contraire, on observe surtout des « clicks ».

4. Distance des sources des perturbations. — D'après ce qui précède, il semblerait que les perturbations atmosphériques peuvent se faire sentir à très grande distance. Tel n'est pas l'avis de de Bellescize⁽⁹⁾. Il signale qu'on admet généralement que la portée d'un éclair est de 100 kilomètres (Austin parle seulement de 30 kilomètres), et qu'il est difficile d'imaginer des déplacements d'électricité plus importants que ceux donnant lieu aux éclairs; il fait en outre remarquer que le trouble

apporté à la réception par les atmosphériques diffère parfois beaucoup entre deux régions peu éloignées, Nantes et Paris par exemple. Il explique alors comme il suit les localisations des centres de perturbations que nous avons mentionnés au paragraphe précédent :

Traçons les courbes reliant entre elles les régions caractérisées par une même densité de décharges atmosphériques, à un instant donné, tous les cadres impressionnés par ces décharges donneront un maximum de perturbations quand ils seront orientés normalement à cette courbe; ils indiqueront la direction de son centre de courbure, et non celle d'un centre effectif de perturbations, de Bellescize note que son hypothèse est étayée par une carte publiée par W. Pickard dans l'article signalé plus haut ⁽⁶⁾. Les régions ayant donné naissance au même nombre d'orages durant une période de dix ans y sont reliées par des courbes, ayant en moyenne leurs centres vers le golfe du Mexique.

Nous reviendrons un peu plus loin sur les idées de Pickard sur les atmosphériques, mais nous signalerons tout de suite quelques remarques judicieuses de cet auteur, remarques qu'il est bon de prendre en considération dans la question actuelle.

Il est facile, dit-il, de mettre hors de cause dans la production des perturbations constatées aux États-Unis tous les centres situés hors de ce pays. Si, par exemple, on se déplace vers l'équateur, on remarque que l'effet saisonnier s'atténue; au sud de l'équateur, les variations annuelles changent de sens; les perturbations y sont les plus fortes aux mois correspondant à l'hiver de l'hémisphère nord. Il est donc impossible d'attribuer les atmosphériques constatés aux États-Unis, à des centres orageux situés à très grande distance, dans l'Amérique du Sud. De même, l'allure des variations diurnes élimine l'hypothèse de centres placés en Europe ou en Asie.

5. Influence de la latitude.— D'une façon générale, l'importance des atmosphériques est d'autant plus grande que la latitude est faible. Dans les pays tropicaux, les perturbations deviennent considérables, et dans certaines régions ils se produisent presque sans interruption pendant toute la journée au point de ne permettre le trafic radiotélégraphique que pendant deux ou trois heures par jour. Encore doit-on employer des énergies beaucoup plus grandes que dans nos régions.

6. Nature des perturbations atmosphériques.— Les radiotélégraphistes se sont occupés de tout temps de la nature des perturbations atmosphériques. Le problème de leur élimination étant capital, on a pensé pendant longtemps qu'il serait utile de connaître exactement leur origine et leur nature; mais il semble bien aujourd'hui que cette connaissance ait peu d'importance au point de vue technique. Il est

certain que les espèces en sont très variées et cette variété même rend à peu près illusoire les avantages que donneraient des indications précises. En revanche, un gros intérêt scientifique et météorologique s'attache toujours à cette question.

Le plus souvent, on a considéré les perturbations atmosphériques comme ayant l'allure d'un choc, c'est-à-dire que l'on admettait qu'ils produisent dans les antennes une force électromotrice de très courte durée, atteignant en un temps très court son maximum, puis décroissant selon une forme exponentielle $e^{-\alpha t}$, le facteur α étant très grand. Austin ⁽¹⁰⁾ fait remarquer que cette hypothèse lui semble douteuse, car il a toujours été plus facile de se débarrasser des perturbations artificielles créées au laboratoire et ayant l'allure d'un choc, que des perturbations naturelles. Il lui paraît plus probable que ces dernières consistent en un nombre très grand de perturbations distinctes provenant de sources distinctes et de fréquences très variées, produisant alors un véritable spectre continu tel que, quel que soit l'accord des circuits de réception, il existe une fréquence correspondante dans les perturbations.

Il a d'ailleurs remarqué l'existence de deux types, l'un donnant un choc pur, entendu de façon identique sur tous les accords, l'autre dont les craquements ne sont pas entendus simultanément sur différentes fréquences. Il y aurait lieu de croire que les perturbations de nature dirigée rentrent dans le type « spectral ».

Cependant les courbes d'audibilité qu'il donne montrent que l'intensité reçue augmente constamment avec la longueur d'onde sur laquelle sont accordées les antennes de réception. Ses observations ont été faites pour des longueurs d'onde allant de 3000 à 16000 m, et simultanément, dans la discussion de sa communication, Pickard et Wreeland ont fait remarquer que les diagrammes en question sont de même espèce que ceux auxquels donnerait lieu une force électromotrice produite par la décharge apériodique d'un condensateur, cette dernière étant de la forme $e^{-\alpha t}$. Pickard a dressé de tels diagrammes obtenus par des décharges artificielles; mais, sans recourir à l'expérience, il est facile de se rendre compte que l'effet produit augmente avec la longueur d'onde de son accord, si la durée de la décharge est notablement plus grande que la période de la réception. Sans faire le calcul, d'ailleurs très simple, on peut remarquer que pendant les premières oscillations propres des circuits, la force électromotrice travaille dans un sens pour les demi-périodes d'ordre impair, dans le sens inverse pendant les autres; l'effet produit sera d'autant plus important que la force électromotrice induite aura décréu davantage entre

une demi-période et la suivante, donc le trouble sera d'autant plus grand que la fréquence de l'accord sera plus faible.

W. Watt a également remarqué que les perturbations qu'il observait sur des ondes inférieures à 2000 m étaient plus faibles que celles qu'il obtenait sur 20000 m. (Il a en même temps noté que le rapport entre le nombre des « grinders » et celui des « clicks » est beaucoup plus élevé sur 20000 m que sur 2000 m).

Mais il faut mettre en regard de ces considérations des résultats obtenus par Taylor⁽⁸⁾. Il a observé à Honolulu que des stations à faible longueur d'onde enregistraient des perturbations nombreuses et violentes, tandis que des stations voisines de plus grande longueur d'onde étaient beaucoup moins troublées, et inversement.

Austin signale également que pendant les après-midi d'été particulièrement chargées d'atmosphériques, il se produit par moment un accroissement considérable de troubles sur des ondes relativement courtes.

W. Watt vient d'inaugurer⁽¹¹⁾ une méthode d'observation qui

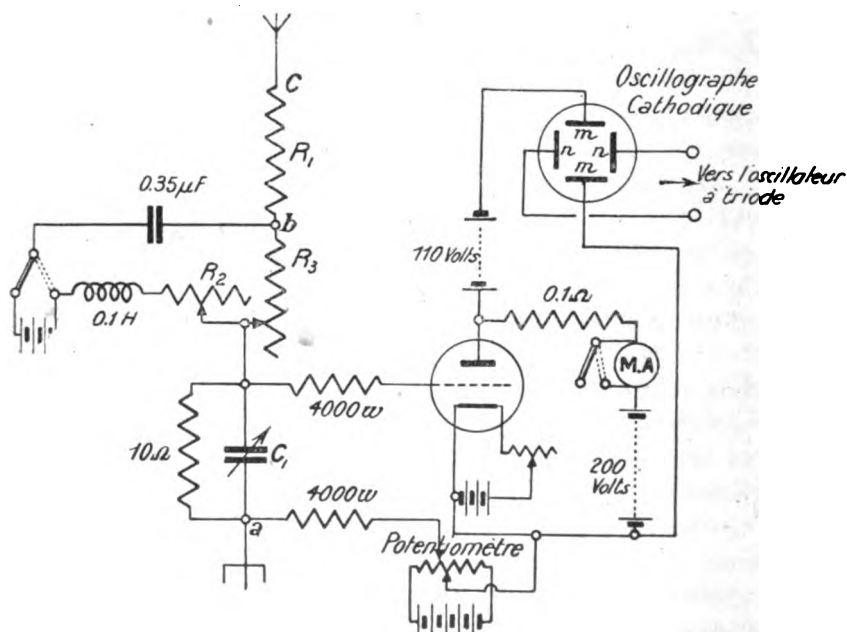


Fig. 4.

sera susceptible de fournir des résultats beaucoup plus sûrs et qui lui a déjà permis de faire des constatations importantes. Voici en quoi consiste son procédé (fig. 4).

Il reçoit les atmosphériques sur une antenne rendue apériodique par l'insertion d'une très forte résistance. L'antenne est en L renversé, la partie horizontale a 500 mètres de long, la hauteur est de 15 m 50, une capacité C_1 égale à celle de l'antenne ($2,5 \mu F$) est insérée entre celle-ci et la terre. La résistance R_1 a une valeur de 2 000 ohms, ce qui rend égal à $4,10^5$ le coefficient d'amortissement (facteur α de l'exponentielle $e^{-\alpha t}$ figurant dans l'expression de l'oscillation libre de l'antenne). La résistance R_3 et le dispositif situé à gauche ont pour but de produire des chocs artificiels pour vérifier le fonctionnement au cours des opérations. Il prend la différence de potentiel aux bornes de C_1 et l'amène à une triode amplificatrice dont la constante de temps est extrêmement faible (10^{-8} secondes). Enfin la différence de potentiel amplifiée est amenée aux deux armatures m, m d'un condensateur placé dans un oscillographe cathodique pouvant fournir 1 mm de déviation pour 1 v de différence de potentiel entre les bornes du condensateur ; le potentiel d'anode normalement utilisé dans cet oscillographe est de 300 à 400 v. Dans cet appareil se trouve un deuxième condensateur n, n à angle droit avec m, m et sur lequel agit la tension alternative produite par un oscillateur à triodes (*) dans le but de provoquer un balayage du pinceau cathodique. Ce balayage dessine l'axe des temps alors que le condensateur m, m provoque des déviations perpendiculaires proportionnelles aux différences de potentiel à mesurer. Le pinceau cathodique tombe sur un écran fluorescent ; les

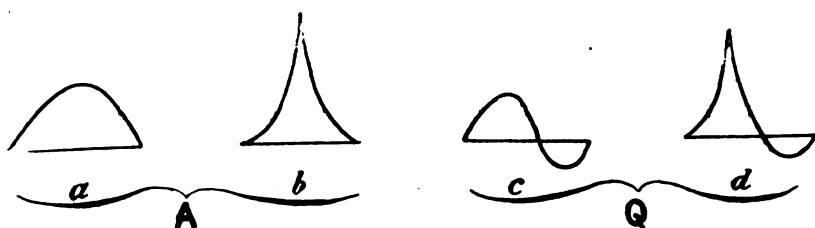


Fig. 5.

courbes tracées par la tache sont observées directement grâce à la persistance de la fluorescence, et aussitôt dessinées ; c'est ce que l'auteur appelle d'une façon pittoresque la méthode « eye and hand », par opposition à la méthode photographique, bien difficile et coûteuse en pareil cas.

Grâce à l'apériodicité de l'antenne, les déviations dans l'oscillographe sont à chaque instant proportionnelles à la force électromo-

(*) La fréquence de cet oscillateur variait de 500 à 4 000 périodes.

trice induite par la perturbation. Il est donc possible de déterminer les lois de ses variations et sa valeur numérique.

Les observations, effectuées du 22 novembre 1922 au 12 février 1923, ont conduit W. Watt aux conclusions suivantes :

Il existe deux types principaux de perturbations, le type apériodique A et le type quasi-périodique Q. Dans le premier, la courbe du champ se trouve entièrement d'un seul côté de l'axe des temps (fig. 5, *a* et *b*) ; dans le second (*c* et *d*) on voit deux alternances ou plus ; sur 298 observations du type Q, il a observé 3 alternances successives dans 25 cas, 4 dans 8 cas et 8 dans 1 cas.

La durée moyenne est de $3,1 \cdot 10^{-3}$ secondes pour le type A et de $1,9 \cdot 10^{-3}$ pour le type Q, les maxima de ces durées sont respectivement de $55 \cdot 10^{-3}$ et $13,7 \cdot 10^{-3}$ secondes. La période moyenne du type Q évaluée d'après la durée de la première alternance est de $2,6 \cdot 10^{-3}$ secondes.

Le coefficient d'amortissement α_1 du type Q calculé d'après le rapport r des ordonnées maxima des deux alternances est en moyenne de $7,5 \cdot 10^2$, de sorte que r est en moyenne égal à $e^{-7,5 \cdot 10^{-2} T}$ T étant l'intervalle entre les deux maxima. Dans un certain nombre d'observations ce rapport était cependant égal à 1.

Souvent on a pu voir sur les courbes de l'oscillographe des rides correspondant à des fréquences variables, dont les plus grandes ont été de 30 000 environ, ce qui correspond à une longueur d'onde de 10 000 m. Cette limite, relativement basse, ne doit pas surprendre, car il nous paraît impossible que la méthode « eye and hand » permette d'observer des fréquences plus élevées.

Il faut remarquer que la période pendant laquelle ces résultats ont été obtenus est une des plus calmes au point de vue perturbations : il est possible que ceux que l'on obtiendra en été apportent des renseignements tout à fait nouveaux et il est trop tôt pour conclure.

7. Champ électrique dû aux perturbations. — Austin n'a observé que l'audibilité des perturbations, il a obtenu des moyennes mensuelles allant de 150 à 3 000 avec des maxima de 15 000. Comme il estime qu'une audibilité de 100 correspond grossièrement à un champ de l'onde de 10 micro-volts par mètre, cela donnerait pour les plus fortes perturbations des champs de 1,5 millivolt, mais une telle estimation est très aléatoire, ce n'est, en outre, qu'une moyenne de l'effet produit sur un grand nombre de périodes du récepteur.

W. Watt a pu mesurer des valeurs instantanées et déterminer le signe du champ. Les résultats qu'il a obtenus sont consignés dans le tableau suivant :

Type et signe	Nombre d'observations	Moyen	Maximum	Durée en secondes		Période en secondes
				moyenne	maximum	
A +	38	0,05	0,10	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	
A —	254	0,14	0,80	4,6	55	
Q +	105	0,20	0,67	2,1	8,5	$2,3 \cdot 10^{-3}$
Q $\pm$	73	0,07	0,33	1,9	13,7	2,9
Q —	120	0,10	0,58	1,8	10	2,6

Le signe qui suit le type des perturbations indique le sens du champ pour le type A, celui du champ pendant la première alternance pour le type Q. Sous la dénomination Q $\pm$ on a réuni les perturbations dans lesquelles les élongations de deux alternances étaient égales. Le signe + correspond à un champ dirigé vers le haut.

Ces valeurs du champ qui correspondent à des atmosphériques sont à rapprocher de celles produites par les émissions. Celles qui sont destinées aux communications transatlantiques produisent,

dans la région du récepteur, un champ de 50 à 100 $\frac{\mu v}{m}$, l'émission de la station de Bordeaux, située à 500 km de Meudon, produit en ce dernier lieu un champ moyen de 2 000 $\frac{\mu v}{m}$, enfin la station de Sainte-Assise, située à 39 km de Meudon, et émettant avec une intensité de 500 ampères, y produit un champ de 30 millivolts. On ne doit pas oublier, dans la comparaison de ces résultats, que le champ des atmosphériques n'agit que pendant un temps très court, alors que les émissions agissent pendant des durées relativement longues et que les circuits sont en résonance avec elles.

8. Origine des atmosphériques. — Une partie des perturbations atmosphériques provient des décharges orageuses, parfois lointaines ; on peut le contrôler facilement, lors d'un orage dont on peut voir les éclairs. Les bruits perçus sont alors du type claquement ou craquement et sont plus ou moins prolongés.

Mais les « grinders » peuvent être entendus par tous les temps, le ciel étant absolument clair sur de très grandes étendues ; il est alors impossible de les attribuer à des phénomènes électriques se produisant dans des nuages plus ou moins voisins. Les hypothèses qui ont été faites à leur sujet nous ramènent à la couche conductrice d'Heaviside, à laquelle on attribue aussi un rôle important dans la réalisation des transmissions à grandes portées.

Cornélis de Groot, dans l'étude déjà mentionnée, examine cette question en détail. Il estime que les perturbations proviennent du

choc sur les régions élevées de notre atmosphère, des particules cosmiques que la terre balaie dans son mouvement autour du soleil. Il est clair, dit-il, que les perturbations au même instant doivent être différentes aux divers points de l'atmosphère terrestre, les chocs se produisant du côté où la terre se dirige ne pouvant être les mêmes que ceux qui ont lieu à l'opposé. Là serait la cause de la forme de la courbe polaire de la figure 2.

Les perturbations de jour seraient moins intenses que celles de nuit, car le milieu qui nous sépare de la couche qui est le point de départ des perturbations est ionisé pendant le jour et, par conséquent, absorbant.

Comme conséquence de ces principes, il admet que les atmosphériques proviennent en grande partie d'en haut ; leurs sources seraient réparties sur une calotte sphérique ayant pour pôle le zénith.

Par des considérations très diffuses, il limite à 15° le rayon sphérique de cette calotte en faisant intervenir les discontinuités que le diagramme de la figure 2 présente aux points p et q situés à 15° de la ligne de nuit. Ensuite, remarquant que le régime de nuit subit aussi une discontinuité en p' , environ deux heures avant le lever du soleil, il en profite pour calculer la hauteur de la couche par un calcul analogue à celui que l'on peut faire pour déduire de la durée du crépuscule la hauteur de l'atmosphère ; il trouve une hauteur de 225 à 540 km.

Nous estimons que de semblables calculs, qui se basent sur des hypothèses entassées et qui utilisent de faibles accidents de courbes résultant d'observations grossières, ne sont pas très sérieux. Nous avons cependant résumé cette théorie pour montrer quelle est l'origine de certaines idées ou même de certaines valeurs numériques qui ont parfois cours dans l'examen de ces questions, et pour permettre d'en apprécier la valeur.

Dans l'article auquel nous avons fait allusion plus haut à différentes reprises, W. Pickard attribue les perturbations atmosphériques à des décharges se produisant dans les couches élevées de l'atmosphère ; ces décharges seraient dues au trouble apporté à la distribution régulière du potentiel de l'atmosphère par les nuages chargés électriquement.

Il estime, à la suite de mesures effectuées en 1906, par lui ⁽¹²⁾, et, en 1916, par C. T. R. Wilson ⁽¹³⁾, que le potentiel d'un nuage orageux peut atteindre et dépasser 2.10^8 volts ; un tel nuage, très étendu, est capable de produire un potentiel de 10^6 volts à des hauteurs de plusieurs dizaines de kilomètres au-dessus de la terre. Comme il évalue à 200 000 ou 300 000 volts la variation totale de potentiel dans

l'atmosphère par temps normal, on voit combien les champs anormaux dus aux nuages seront importants, et on comprend que dans les couches plus conductrices de la haute atmosphère, il puisse exister de violents mouvements d'électricité sous l'influence des nuages chargés.

Il fait, en outre, remarquer que les tempêtes électriques peuvent se produire sans éclairs, et même sans pluie ou nuages visibles. Aux Etats-Unis on observe de telles tempêtes par beau temps clair, dans les plaines de l'ouest ; elles sont accompagnées de vents secs et chargés de poussières ; le gradient de potentiel y est tel que l'on reçoit alors des commotions en touchant les objets métalliques isolés et que, la nuit, des effluves apparaissent parfois aux extrémités de tous les conducteurs pointus.

Pour terminer cet exposé des connaissances et hypothèses relatives à l'origine des atmosphériques, mentionnons encore certains résultats obtenus par W. Watt dans son étude sur la direction des perturbations.

Admettant la périodicité annuelle des perturbations — sur la foi de ses expériences d'un an —, il a décomposé en séries de Fourier tous les éléments que lui avaient fournis ses observations, puis il a analysé les conséquences que l'on peut tirer de l'examen détaillé des nombres et des formules. Voici ses principales remarques :

Une concordance très nette se manifeste dans les séries, entre les développements des éléments correspondant à la direction des perturbations minima (nombre de perturbations en 15 secondes, azimut le plus fréquent, etc...). Les amplitudes des différents termes sont sensiblement proportionnelles et leurs phases égales. Cela semble indiquer que la nature des sources des perturbations provenant des différentes directions est la même, et l'intérêt des recherches relatives aux atmosphériques serait plutôt dans l'étude du milieu où elles se propagent que dans celle de leurs sources mêmes.

Les variations annuelles et journalières des atmosphériques suivent le mouvement du soleil en hauteur ; la direction du minimum tourne en sens inverse des aiguilles d'une montre, quand la hauteur du soleil augmente.

La courbe des taches du soleil, de novembre 1920 à septembre 1921, n'a pas de ressemblance marquée avec les courbes des atmosphériques. Il n'y a pas non plus de relations entre ces dernières et celles des différents éléments magnétiques du globe ; mais on peut remarquer que la direction moyenne annuelle du maximum des atmosphériques à Aldershot, 151° , n'est pas très différente de celle du méridien magnétique, 166° , et que les variations périodiques en direction sont du même sens.

9. Relations entre les perturbations atmosphériques et les phénomènes météorologiques. — Des recherches spéciales ont été faites à l'Institut de Géophysique de Strasbourg par Rothé et Lacoste (1). Ce dernier a observé, pendant les étés de 1921 et 1922, un certain nombre de faits qui l'ont conduit à énoncer des règles qui, si elles se vérifiaient dans les différents observatoires, apporteraient une contribution importante à la prévision du temps. Il a pu, en effet, établir une relation très nette entre les directions dans lesquelles les atmosphériques étaient les plus fortes, et les emplacements des dépressions ou, plus exactement, les accidents importants des courbes isobares.

De son côté, W. Watt a constaté que les directions les plus troublées passaient généralement sur des zones de pluie.

10. Conclusions. — De tout ce qui précède, on ne peut tirer de conclusions sûres qu'en ce qui concerne le caractère saisonnier, diurne et directionnel des perturbations atmosphériques. Encore ce dernier caractère n'est-il pas absolument général et dépend-il des régions où se trouvent les observateurs ; cette restriction est, d'ailleurs, une conséquence obligatoire de toute théorie sur l'origine des perturbations ; dans la région même de formation, aucune direction privilégiée ne peut être observée.

En ce qui concerne leur origine, on doit certainement en considérer plusieurs. Les orages manifestés par les phénomènes météorologiques habituels produisent toujours des perturbations. De simples accidents dans les isobares, tels que dépressions, poches barométriques, cols voisins, coïncideraient également avec des régions sources de perturbations. Enfin, des atmosphériques proviennent aussi, très vraisemblablement, de la haute atmosphère et, dans ce cas, leurs sources seraient réparties au-dessus de régions très étendues. Dans ces régions, les perturbations parviendraient de toutes les directions, y compris celle du zénith.

Quant à la distance entre la source et les points où les perturbations sont gênantes avec les appareils actuellement employés en radiotélégraphie, aucune conclusion ne nous paraît possible, quoiqu'il soit très tentant d'adopter les vues de de Bellescize sur la faiblesse de cette distance.

Enfin, les observations de W. Watt ont commencé à jeter un certain jour sur la nature des ondes créées par les perturbations ; leur caractère oscillatoire est hors de doute dans de nombreux cas, mais il est encore impossible de se prononcer sur leur fréquence.

R. MESNY.

Professeur d'Hydrographie de la Marine.

BIBLIOGRAPHIE

1. E. ROTHÉ. — Sur la radiogoniométrie des parasites atmosphériques et la prévision du temps. *Annales de Physique*. T. 17, pp. 385 à 416, mai et juin 1922. *Onde Électrique* 1923, n° 13, pp. 7 à 19.
2. L. W. AUSTIN. — The Monthly averages of signal strength of Nauen in Washington 1915-1921 and the monthly averages of atmospheric disturbances, 1918-1921. *Proc. Inst. Radio Eng.* Vol. 10, p. 153, 1922. — Analyse dans *O. E.*, octobre 1922, p. 592.
3. R. A. W. WATT. — Directional observations of atmospheric disturbances, 1920 1921. *Proc. Roy. Soc. A.* Vol. 102, 1922, pp. 460-478. Analyse dans *O. E.*, mars 1923, p. 187.
4. CORNÉLIS J. DE GROOT. — On the nature and elimination of strays. *Proc. Inst. Rad. Eng.* Vol. 5, avril 1917, p. 75 et suiv.
5. British Association and Radiotelegraphic investigations. *Wireless World*, nov. 1915, pp. 487 à 492.
6. Greenleaf W. PICKARD. — Static elimination by directional reception. Discussion. *Proc. Inst. Rad. Eng.* Vol. 8, n° 5, octobre 1920, pp. 358 à 416.
7. L. W. AUSTIN. — Atmospheric disturbances or static in radiotelegraphy — Jour. Frank. Inst. — V. 191, mai 1921, pp. 619-631.
8. C. H. TAYLOR. — High power Stations. Some features of the long distance stations of the American Marconi Co. *The Wireless Age*. Vol. 5, 1918, pp. 711 à 716 ; 831 à 836 ; 931 à 936.
9. H. DE BELLESCIZE. — Perturbations atmosphériques et communications par télégraphie sans fil. *Radioélectricité*, T. 4, n°s 1 et 2, pp. 32 à 37 ; 72 à 77.
10. L. W. AUSTIN. — The relation between atmospheric disturbances and wave length in radio reception. Discussion. *Proc. Inst. Rad. Eng.* Vol. 9, février 1921, pp. 28 à 41.
11. R. A. W. WATT et M. V. APPLETON. — On the nature of atmospheric. *Pr. Roy. Soc. A.* Vol. 103, 1923, pp. 28 à 41.
12. Greenleaf W. PICKARD. — The potentiel of lightning. *Electrical World*, september 8, 1906, p. 491.
13. C. T. R. WILSON. — Some Determinations of the sign and Magnitude of Electric Discharges in lightning-flashes. *Proc. Roy. Soc.*, 92, september 1, 1916, pp. 555 à 574.

Tracé sur la carte des lignes de relèvement constant d'un point terrestre.

par D. GERNEZ

Sur la terre (fig. 1) la ligne de relèvement constant du point A à n degrés est la courbe contenant tous les points $x, y, z, \dots$ tels que, si de chacun d'eux on mène un arc de grand cercle passant par A,

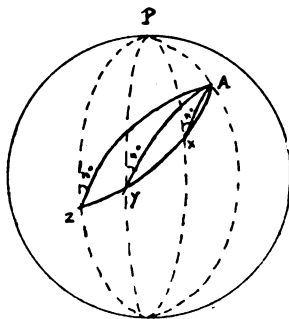


Fig. 1.

l'arc de grand cercle passant par A et par l'un quelconque d'entre eux, fera un angle de n degrés avec le méridien de x .

Il est intéressant de pouvoir tracer sur la carte de telles courbes pour avoir un lieu géométrique de la position du navire. Si, en

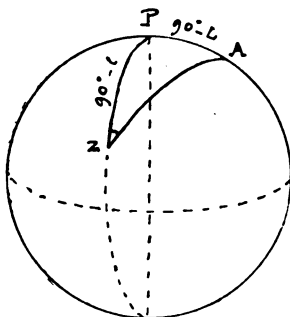


Fig. 2.

effet, à bord d'un navire, on relève au radiogoniomètre la position d'une station côtière de télégraphie sans fil A suivant un angle de n degrés, les ondes électromagnétiques se déplaçant suivant un arc de grand

cercle de A au navire. cet arc de grand cercle fait avec le méridien du navire un angle de n degrés; le navire se trouve donc à ce moment sur la ligne de relèvement constant de A à n degrés, qui est, par conséquent, un lieu géométrique de la position du navire à ce moment.

On peut tracer par points sur une carte marine les lignes de relèvement constant d'une station A à toute distance de cette station.

Chaque point de la courbe est déterminé en calculant l'écart en longitude de A et de l'intersection de la courbe avec un parallèle de latitude donnée. On y arrive de la façon suivante.

1^{er} cas. — Le navire et la station sont dans le même hémisphère.

Soit (fig. 2) le triangle sphérique PZA formé par la station côtière A, le pôle P de son hémisphère et le navire Z d'où on relève A suivant l'angle Z.

L étant la latitude de A et l la latitude de Z, on a :

$$(1) \quad \operatorname{tg} L \cos l = \cotg Z \sin P + \sin l \cos P$$

En posant :

$$(2) \quad \operatorname{tg} q = \frac{\cotg Z}{\sin l}$$

on trouve :

$$(3) \quad \cos (P - q) = \operatorname{tg} L \cos q \cotg l.$$

La valeur prise pour l'angle q donné par sa tg doit être $< 90^\circ$.

On l'affecte du signe + si Z est compté du pôle élevé, du signe — si Z est compté du pôle abaissé. q étant toujours aigu, $\cos (P - q)$ est toujours positif, donc $P - q$ est toujours aigu, mais positif ou négatif. On aura donc deux valeurs de $(P - q)$, l'une positive, l'autre négative et pour chacune on calculera :

$$P = (P - q) + q \text{ algébriquement.}$$

Chacune de ces valeurs de P ainsi obtenues (*écart des méridiens de A et de Z*) permet de trouver par addition avec la longitude de la station, les longitudes de deux points de la courbe dont la latitude est l .

Ayant ainsi calculé les longitudes de plusieurs points de la courbe de relèvement constant Z de A de latitudes voisines de la latitude estimée, on trace sur la carte la courbe continue passant par tous ces points, qui est le lieu géométrique de la position du navire.

Pour que la résolution des équations (2) et (3) soit possible, il faut que :

$$\cos l < \frac{\cos L}{\sin Z}.$$

La valeur de l_1 telle que :

$$(4) \quad \cos l_1 = \frac{\cos L}{\sin Z}$$

est celle de la latitude la plus basse de la courbe. Pour cette valeur de l_1 on a :

$$\cos (P - q) = 1 \quad \text{d'où : } P - q = 0 \quad P = q.$$

Après avoir déterminé l_1 par l'équation (4), on aura la valeur correspondante de q_1 par l'équation (2) :

$$\operatorname{tg} q_1 = \frac{\cotg Z}{\sin l_1}.$$

2° cas. — Le navire et la station sont dans des hémisphères différents.

Soit (fig. 3) le triangle sphérique PZA formé par la station côtière

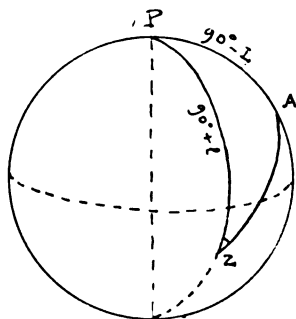


Fig. 3.

A, le pôle P de son hémisphère et le navire Z d'où on relève A suivant l'angle Z. L étant la latitude de A et l celle de Z, la formule des cotg donne :

$$(1') \quad \operatorname{tg} L \cos l = \cotg Z \sin P - \sin l \cos P.$$

En posant $\cotg Z = \sin l \operatorname{tg} q$ comme dans le premier cas, on trouve :

$$(3') \quad \cos (P + q) = \operatorname{tg} L \cos q \cotg l$$

$(P + q)$ sera un angle obtus; en retranchant la valeur de q donnée par l'équation (2) on aura P, écart des méridiens de A et de Z.

Exemple et disposition du calcul.

Soit à calculer les longitudes des points où la courbe de relèvement constant de Ouessant (FFF) au N 47° E coupe le parallèle de 40° N.

On a :

Latitude Ouessant $48^{\circ} 28' N$	Longitude Ouessant $5^{\circ} 04' W$
colog tg $47^{\circ} 1,969\ 656$	log tg $48^{\circ} 28' 0,052\ 682$
colog sin $40^{\circ} 0,191\ 933$	colog tg $40^{\circ} 0,076\ 186$
log tg $q\ 0,161\ 589$	log cos $q\ 1,753\ 994$
	$q + 55^{\circ} 25' 3$
	log cos(P-q) $1,882\ 862$
	$P - q - 40^{\circ} 13' 1$ et $+ 40^{\circ} 13' 4$
	$+ 15^{\circ} 12' 2$ $+ 95^{\circ} 38' 1$

On obtient donc deux valeurs de P : $15^{\circ} 12' 2 W$ et $95^{\circ} 38' 4 W$
 en y ajoutant la longitude d'Ouessant : $5^{\circ} 04' W$ et $5^{\circ} 04' W$
 on a les longitudes : $20^{\circ} 16' 2 W$ et $100^{\circ} 42' 4 W$
 des deux points où la courbe coupe le parallèle de latitude 40° Nord.

Remarque 1. — Le calcul de l'angle auxiliaire q et une partie du calcul de l'angle $(P - q)$ ou $(P + q)$ sont indépendants de la position géographique de la station relevée; on peut donc mettre en table les valeurs de q et celles de $\log S = \log \cotg l + \log \cos q$, correspondant à des valeurs de l déterminées et pour chaque courbe de relèvement constant.

Ces tables, qui paraîtront prochainement, seront disposées comme dans l'exemple ci-dessous.

Z 47°		
Lat.	log S	q
...	...	...
$40^{\circ} 0'$	$1,830\ 180$	$55^{\circ} 25' 3$
$15'$	$827\ 858$	$17'$
$30'$	$825\ 520$	$08' 7$
$45'$	$823\ 171$	$0' 5$
$41^{\circ} 0'$	$820\ 808$	$54^{\circ} 52' 3$
$15'$	$818\ 432$	$44' 2$
...	...	...

On utilisera ces tables de la façon suivante.

Soit un navire se trouvant en position estimée par $l\ 40^{\circ} 26' N$ et $g\ 19^{\circ} 20' W$ d'où on relève au radiogoniomètre la station d'Ouessant (FFF) au N $47^{\circ} E$.

La table I donnera les coordonnées géographiques du poste d'Ouessant et le log de la tg de sa latitude, soit :

$$L\ 48^{\circ} 28' N \quad G\ 5^{\circ} 04' W \quad \log \operatorname{tg} L\ 0,052\ 682$$

La table II, à la page où se trouve Z 47° , donnera pour les latitudes $l_1\ l_2\ l_3 \dots$ voisines de la latitude estimée du navire, les log S et les

valeurs de q correspondantes. En ajoutant à chacun des $\log S$, le $\log \text{tg } L$ donné par la table I, on aura les $\log \cos (P - q)$ correspondants, qui permettront de trouver les valeurs de $(P - q)$. En ajoutant algébriquement chaque valeur de $(P - q)$ à la valeur de q correspondante, on aura les valeurs de P . Ces valeurs de P affectées du nom W , puisque Ouessant est dans l'Est du navire et combinées avec la longitude G d'Ouessant, donneront les longitudes $g_1 g_2 g_3 \dots$ des points de la courbe. Le calcul sera disposé comme suit.

$1_1 40^\circ 0'$	$\log S$	$\overline{1,830\,180}$			
	$\log \text{tg } L$	$0,052\,682$	$q + 55^\circ 25'3$		
	$\log \cos (P - q)$	$1,882\,862$	$P - q - 40^\circ 13'1$	G	$5^\circ 04' W$
			$P + 15^\circ 12'2$	$P = 15^\circ 12'2 W$	
				g_1	$20^\circ 16'2 W$
$1_2 40^\circ 15'$	$\log S$	$\overline{1,827\,858}$			
	$\log \text{tg } L$	$0,052\,682$	$q + 55^\circ 17'$		
	$\log \cos (P - q)$	$1,880\,540$	$P - q - 40^\circ 34'7$	G	$5^\circ 04' W$
			$P + 14^\circ 42'3$	$P = 14^\circ 42'3 W$	
				g_2	$19^\circ 46'3 W$
$1_3 40^\circ 30'$	$\log S$	$\overline{1,825\,520}$			
	$\log \text{tg } L$	$0,052\,682$	$q + 55^\circ 08'7$		
	$\log \cos (P - q)$	$1,878\,202$	$P - q - 40^\circ 56'2$	G	$5^\circ 04' W$
			$P + 14^\circ 12'5$	$P = 14^\circ 12'5 W$	
				g_3	$19^\circ 16'5 W$
$1_4 40^\circ 45'$	$\log S$	$1,823\,171$			
	$\log \text{tg } L$	$0,052\,682$	$q + 55^\circ 00'5$		
	$\log \cos (P - q)$	$1,875\,853$	$P - q - 41^\circ 17'5$	G	$5^\circ 04' W$
			$P + 13^\circ 43'$	$P = 13^\circ 43' W$	
				g_4	$18^\circ 47' W$

En traçant sur la carte la courbe passant par les points $l_1 g_1, l_2 g_2, \dots$, on obtient la partie intéressante de la courbe de relèvement constant, lieu géométrique du navire, aux environs du point estimé.

Remarque II. — La courbe de relèvement constant d'une station à 0° est le méridien de la station.

La courbe de relèvement constant d'une station au $N \text{ n}^\circ W$ est symétrique par rapport au méridien de la station de la courbe de relèvement constant de la même station au $N \text{ n}^\circ E$; les mêmes nombres de la table peuvent donc servir à la construire, mais on donnera alors le signe E à P puisque la courbe sera tout entière à l'E de la station.

D. GERNEZ,

Capitaine au long cours.

Quelques remarques sur le fonctionnement d'une lampe détectrice

Il n'est pas d'amateur de télégraphie sans fil aujourd'hui qui ne connaisse la lampe détectrice utilisant les propriétés d'un condensateur shunté placé sur le circuit de grille. Il ne peut donc pas être question d'en faire ici la théorie, maintenant classique, mais simplement de signaler quelques phénomènes curieux qui se produisent lorsqu'on cherche à détecter par ce procédé des tensions un peu élevées.

Le meilleur moyen de les mettre en lumière est d'étudier en détail ce qui se passe dans une lampe lorsqu'on alimente le circuit de grille par une force électromotrice d'amplitude constante mais réglable à volonté.

Considérons donc une lampe montée comme l'indique la figure 1.

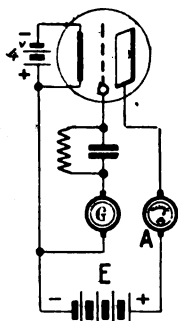


Fig. 1.

En G se trouve placé un générateur alternatif dont on détecte la force électromotrice; un milliampèremètre A permet de contrôler le fonctionnement de la lampe. Il y a lieu de considérer plusieurs cas suivant la valeur de la source de plaque E :

1° Faibles tensions de plaque.

Supposons que la tension E de la plaque ait été choisie de l'ordre de 40 v à 80 v, de façon à placer le point de fonctionnement F au repos au voisinage du coude inférieur de la caractéristique de plaque (fig. 2).

Lorsqu'on établit la force électromotrice G, le potentiel moyen de la grille baisse de sa valeur initiale u_0 à une certaine valeur u_1 , par suite

de la détection du courant de grille. Le potentiel instantané oscille entre deux valeurs u' et u'' , symétriques par rapport à u_1 .

Remarquons en passant que la tension u' est forcément positive puisque l'abaissement du potentiel moyen de la grille est dû au cou-

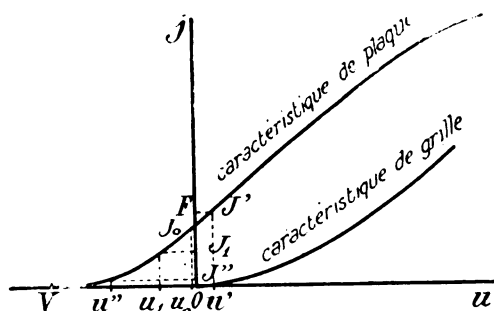


Fig. 2.

rant détecté du circuit filament-grille; en outre, l'abscisse ou' est d'autant plus grande que l'abaissement de la tension moyenne de grille et par suite la force électromotrice appliquée sont plus élevés.

Le courant instantané de plaque suit les variations instantanées de la tension de grille et oscille entre J' et J'' autour de la valeur J_1 qui correspond à la tension moyenne u_1 . Mais à cause de la forme

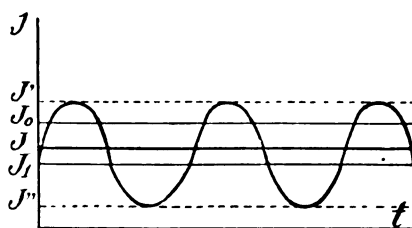


Fig. 3.

coudée de la caractéristique de plaque les deux amplitudes $J_1 J'$ et $J_1 J''$ sont dissymétriques et on a :

$$J_1 J'' < J_1 J' \quad (\text{fig. 3}).$$

En sorte que la valeur du courant moyen indiqué par le milliampèremètre n'est pas la valeur J_1 correspondant à u_1 mais une valeur J supérieure.

La diminution du courant moyen $J_0 - J$ est donc plus faible que la diminution normale $J_0 - J_1$; autrement dit le rendement de la détection a diminué. Ce phénomène est d'autant plus sensible que l'ampli-

tude de la force électromotrice à détecter est plus grande, car la dissymétrie entre $J_1 J'$ et $J_1 J''$ va en s'accroissant à mesure que u_1 baisse.

En particulier, lorsque la tension moyenne de grille a atteint la valeur V (fig. 2), pour laquelle le courant de plaque est nul, la détection est complète. A partir de ce moment, la valeur moyenne de la tension de grille ne joue plus qu'un rôle secondaire et le courant de

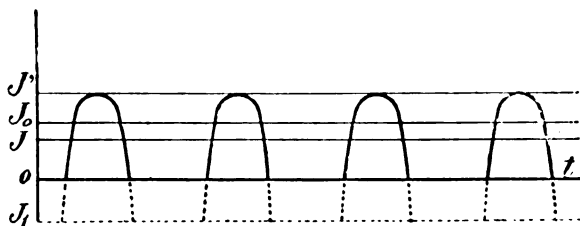


Fig. 4.

plaque peut se représenter par une courbe de la forme indiquée figure 4 quelle que soit l'amplitude de la force électromotrice appliquée à la grille (car J_1 serait négatif).

L'amplitude maxima J' est toujours supérieure au courant J_0 , au repos en vertu de la remarque faite plus haut sur le signe de la tension u' .

De plus, la courbe de la figure 4 représente également, à l'échelle près, l'allure du courant de grille. Les valeurs moyennes des courants de grille et de plaque varient donc dans le même sens, et comme le courant moyen de grille croît avec l'amplitude de la tension de la grille, il en est de même du courant J indiqué par le milliampèremètre.

On peut d'ailleurs s'en rendre compte directement en remarquant

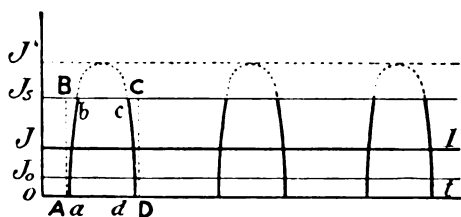


Fig. 5.

que la différence $J' - J_0$ croît constamment lorsque la force électromotrice augmente.

Il résulte de ceci ce fait très particulier, que, pour une certaine valeur ϵ de la tension de grille, on a $J = J_0$. Le courant moyen de plaque ne varie pas, la détection est nulle.

Si la tension de grille croît au delà de α le courant moyen de plaque augmente au lieu de diminuer. Cependant cette croissance se trouve limitée, car lorsque la valeur de J' dépasse le courant de saturation J_s , les pointes de la figure 4 se trouvent tronquées et la courbe du courant de plaque prend la forme indiquée figure 5 quelle que soit la force électromotrice du générateur G .

Il en résulte que le courant J tend vers une limite I légèrement inférieure à la moitié du courant de saturation J_s , car les figures $a b c d$ sont des morceaux de sinusoides d'aire inférieure aux rectangles $A B C D$ où $A D = \frac{T}{2}$.

On a donc :

$$I = \frac{J_s}{2} - \alpha$$

où α = quantité petite devant J_s .

2° Tensions de plaque élevées.

Imaginons maintenant que la tension de plaque ait une valeur suffisante pour amener le point de fonctionnement au repos en F dans le coude supérieur de la caractéristique de plaque (fig. 6).

Lorsqu'on établit la force électromotrice G , la tension moyenne de

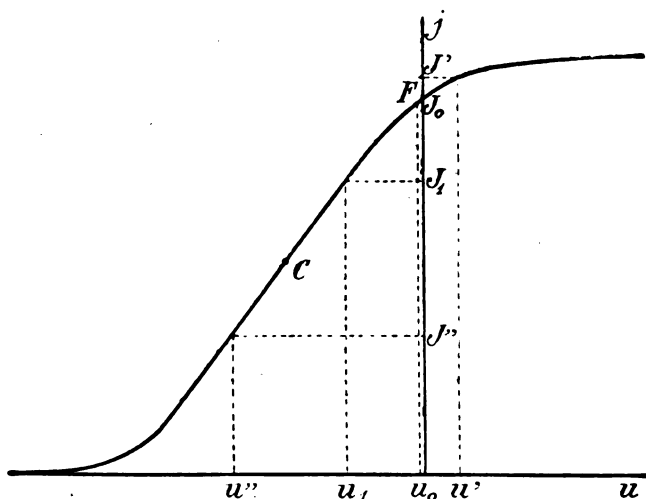


Fig. 6.

grille baisse de u_0 en u_1 . En raisonnant comme plus haut, nous voyons que le courant de plaque oscille entre deux valeurs J' et J'' situées de part et d'autre de la valeur J_1 qui correspond à u_1 . On a encore $J' > J''$.

de plus, la dissymétrie entre les deux alternances subsiste, mais cette fois on a (dans le cas de la figure 6) :

$$J_1 J' < J_1 J''.$$

Il en résulte que le courant J indiqué par le milliampèremètre est inférieur à J_1 (fig. 7). On a alors : $J_0 - J > J_0 - J_1$, le rendement de la

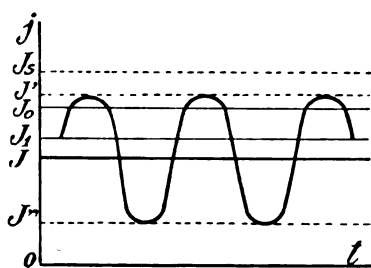


Fig. 7.

détection se trouve amélioré, et ce d'autant plus que la tension de plaque est plus élevée, car alors J' atteint le courant de saturation et la dissymétrie entre les deux alternances s'en trouve accentuée.

Si on fait croître la force électromotrice de la source de grille, il arrive un moment où le point de fonctionnement coïncidant avec le point d'inflexion C de la caractéristique de plaque, la dissymétrie

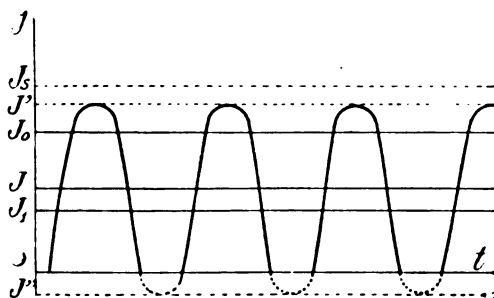


Fig. 8.

entre les deux alternances disparaît et on a sensiblement : $J = J_1 = I$.

Si on continue à faire croître la force électromotrice, la dissymétrie réapparaît mais change de sens, en sorte qu'on a : $J > J_1$. Le rendement de la détection diminue.

Cependant J continue à baisser jusqu'au moment où le courant minimum J'' devient nul. A partir de cet instant, les alternances inférieures sont tronquées et la courbe du courant prend la forme de la figure 8 qui est analogue à la figure 4.

Par suite, comme dans le cas de la figure 4, le courant J va croître, (bien que J_1 diminue) et tendra vers la même limite I atteinte lorsque le courant maximum J' sera égal au courant de saturation J_s . La courbe du courant plaque prend alors la forme de la figure 5 et la conserve quelle que soit la force électromotrice du générateur G .

La limite I est d'autant plus vite atteinte que le courant primitif J_0 est plus voisin du courant de saturation, c'est-à-dire la tension-plaque plus élevée.

3° Résumé.

On peut résumer les conclusions des paragraphes précédents en un seul réseau de courbes représenté figure 9.

Ces courbes représentent les variations du courant moyen de

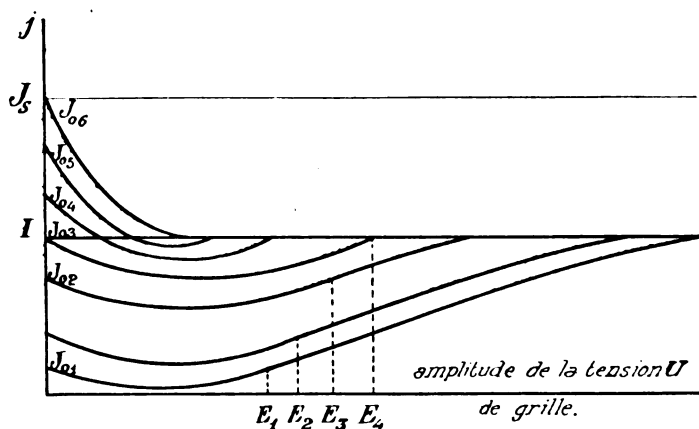


Fig. 9.

plaque J indiqué par le milliampèremètre en fonction de l'amplitude de la tension de grille pour diverses tensions de plaque. Dans tous les cas, quelle que soit la valeur de J_0 , c'est-à-dire de la tension de plaque,

le courant J tend vers une même limite $I = \frac{J_s}{2} - x$.

Lorsque la tension de plaque E a été choisie de telle sorte que le courant initial J_0 soit inférieur à I , le courant J commence par baisser, passe par un minimum, croît ensuite jusqu'à sa première valeur J_0 pour une certaine tension-grille ϵ et tend vers I par valeurs inférieures. La tension ϵ est d'autant plus élevée que la tension de plaque est plus grande.

Si $J_0 > I$, le courant J commence par baisser comme précédemment et passe par un minimum pour tendre ensuite vers I par valeurs inférieures.

rieures, mais il ne reprend pas sa valeur initiale puisque $J_0 > I$. Le minimum est toujours inférieur à I sauf à la limite, lorsque le courant initial J_0 est égal au courant de saturation J_s , auquel cas la courbe arrive tangentielllement sur la droite I par valeurs supérieures.

Le rendement de la détection est d'autant meilleur que la tension de plaque est plus élevée, il atteint son maximum lorsque le courant initial est égal au courant de saturation. La variation possible du courant moyen atteint alors sa plus grande valeur pour une amplitude de la tension de grille relativement faible : ($u = \frac{1}{2} \frac{V}{10}$, V étant la tension de plaque qui sature la lampe). Cette variation a pour valeur : $J_s - I = \frac{J_s}{2} + \alpha$.

Remarquons enfin qu'on peut *grosso modo* se représenter les choses en disant que le courant de plaque obéit à deux effets distincts :

- 1° la détection par la grille;
- 2° — plaque.

Dans le coude inférieur, les deux effets agissant en sens contraire, la variation du courant de plaque est réduite et se produit dans le sens que lui impose la détection la plus forte.

Dans le coude supérieur au contraire, les deux effets s'ajoutent, d'où le bon rendement du détecteur.

Ce raisonnement grossier ne permet pas de rendre compte de l'allure complète des courbes de la figure 9, mais il peut être bon de la signaler car il fait bien image.

4° Phénomènes auxiliaires.

Les phénomènes d'ordre statique que nous venons d'envisager ne sont pas les seuls intéressants; ils se compliquent, lors de l'établissement

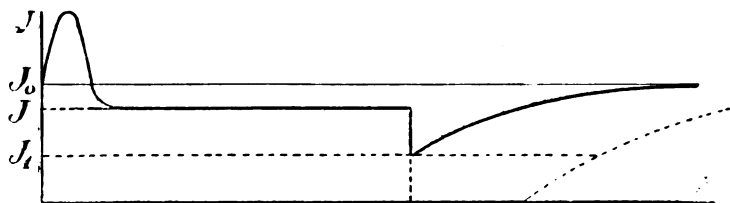


Fig. 10.

ou de la suppression de la force électromotrice G , par suite de la différence qui existe entre les constantes de temps des deux phénomènes fondamentaux : la détection par la plaque et la détection par la grille.

La première, en effet, se fait sentir dès les premières alternances du

courant et disparaît avec lui, son effet est pratiquement instantané. La détection par la grille, au contraire, liée à la charge du condensateur ou à sa décharge dans la résistance en shunt, agit beaucoup plus lentement, surtout si la capacité utilisée est forte (par exemple $2 \mu f$).

Ces différences ont des conséquences variées suivant les valeurs des tensions appliquées à la plaque et à la grille.

A. — *Le point de fonctionnement initial est dans le coude inférieur.*

Dans ce cas, lors de l'établissement de la force électromotrice alternative G , la détection par la plaque qui agit seule au début, provoque

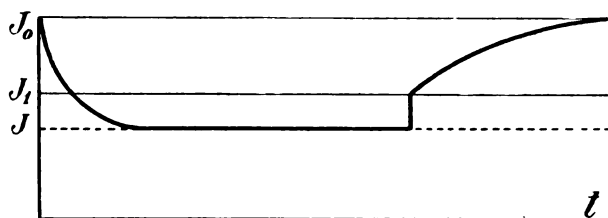


Fig. 11.

une brusque augmentation du courant [plaque. Celui-ci redescend ensuite à la valeur J indiquée par les courbes g à mesure que le condensateur se charge.

Lorsqu'on supprime la force électromotrice, la détection par la plaque disparaît immédiatement et le courant tombe à la valeur J_1 que lui assigne la tension moyenne de grille u_1 . Il remonte ensuite jusqu'à sa valeur initiale J_0 à mesure que le condensateur se décharge. La courbe du courant de plaque en fonction du temps prend alors la forme de la figure 10. Si u_1 est négatif, le courant tombe brusquement à zéro et y reste tout le temps nécessaire pour que la tension de grille ait atteint la valeur V correspondant à $j = 0$ (courbe en traits mixtes de la figure 10).

Les sauts brusques du milliampermètre occasionnés par ces phénomènes sont d'autant plus nets que la capacité est plus forte et la tension de plaque plus faible, de façon à avoir une bonne détection par la courbure de la caractéristique de plaque. Une tension de 80 v et un condensateur d'environ $2 \mu f$ conviennent parfaitement avec les lampes ordinaires.

B. — *Le point de fonctionnement initial est dans le coude supérieur.*

Les phénomènes sont alors différents. La détection par la plaque ayant changé de sens ne fait qu'accélérer la chute du courant moyen,

son effet se confond avec celui de la détection par la grille et le choc d'établissement disparaît.

A la suppression de la force électromotrice, le phénomène diffère suivant la valeur de l'amplitude de la tension alternative appliquée sur la grille. Si cette amplitude est telle que la tension moyenne u_1 reste supérieure à la valeur W qui amène le point de fonctionnement en coïncidence avec le point d'inflexion de la caractéristique de plaque (fig. 6), on a $J < J_1$ et la courbe prend la forme de la figure 11.

Si, au contraire $u_1 < W$, on a $J_1 < J$ et le courant prend la forme de

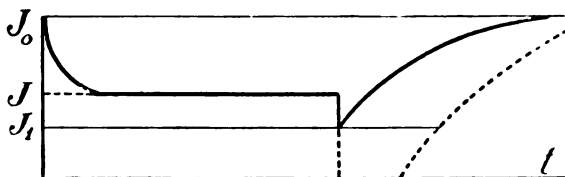


Fig. 12.

la figure 12. Le minimum J_1 peut être zéro comme dans le cas des faibles tensions de plaque si la force électromotrice G est assez grande, en sorte que dans ce cas la variation totale du courant de plaque peut atteindre la valeur du courant de saturation.

5° Conclusion.

Il résulte de tout ce qui précède que l'usage du condensateur shunté pour la détection des oscillations de grande amplitude peut conduire à un rendement déplorable, si elle n'est pas convenablement étudiée, ou à un fonctionnement tout à fait fantaisiste.

On devra lui préférer, en général, la détection par la plaque, beaucoup plus régulière, bien que l'usage d'une forte tension de plaque permette d'obtenir avec un condensateur shunté une variation de courant qui peut atteindre la valeur du courant de saturation.

E. FROMY,
Ingénieur E. S. E.

UN AMATEUR EN ROUTE POUR LE POLE

C'est avec le plus haut intérêt que nous recevons d'Amérique ⁽¹⁾ une nouvelle qui ouvre les plus larges horizons aux amateurs français. Mr. Mac Millan, explorateur bien connu, est parti le 23 juin dernier de Wiscasset (Maine), à bord du schooner « Bowdoin » pour sa huitième croisière arctique, emmenant avec lui, en qualité d'opérateur radiotélégraphiste, M. D.-H. Mix, désigné par l'A. R. R. L. ⁽²⁾. Mr. Mac Millan, qui avait souffert dans ses précédents voyages de l'isolement déprimant des régions arctiques, avait naturellement pensé à la télégraphie sans fil pour se maintenir en contact avec le reste du monde. Cette idée se précisant, il avait décidé de faire installer un poste émetteur en plus du poste récepteur primitivement prévu, son ami, Mr Mac Donald, lui ayant offert son concours en vue de la fourniture de matériel « Zénith », et l'A. R. R. L. se chargeant de lui procurer l'opérateur nécessaire. Ce dernier fut M. D.-H. Mix qui s'était fait connaître par les excellents résultats qu'il avait obtenus avec son poste 1 T S : nul doute qu'il ne justifie la confiance que l'A. R. R. L. a placée en lui.

Les amateurs ont, dans cette expédition, une chance unique de rendre d'immenses services. Le Dr Mc Millan a entrepris ce voyage dans le but d'étudier la flore et la faune et de recueillir des renseignements sur les phénomènes magnétiques de ces régions. En vue de couvrir en partie les dépenses du voyage, Mr. Mc Millan s'est entendu avec la North American Newspaper Alliance qui groupe plus de soixantedix journaux, pour lui fournir chaque semaine un compte rendu. Il compte sur l'habileté des amateurs pour le recevoir, malgré toutes les perturbations qui peuvent entraver la propagation des ondes, et ensuite le remettre au plus proche journal affilié à la North American Newspaper Association. En échange de ces services, Mr. Mac Millan fera envoyer des messages par les amateurs, et leur fera savoir comment ils sont reçus à bord du « Bowdoin ».

Il est indispensable de donner quelques détails sur cette expédition :

Ne mesurant que 26 m 50 de longueur, et ne portant que 7 hommes, le « Bowdoin » est le plus petit navire qui ait affronté les glaces du Nord : cependant, ce schooner à moteur auxiliaire a été étudié par

⁽¹⁾ Voir *Q. S. T.*, juillet 1923.

⁽²⁾ American Radio Relay League, Hartford (Connecticut).

les constructeurs réputés du Maine pour résister à la pression qu'exerce une épaisseur de 12 m 50 de glace. Sa provision de 4 500 litres de combustible liquide lui donne un rayon d'action de 7 400 km.

Parti de son chantier de Wiscasset, le « Bowdoin » se rendra au Groenland par le détroit de Davis, après une escale au Labrador.

Puis il suivra la côte ouest, jusqu'à Etah, par 78° de latitude Nord. De là, il traversera la baie de Baffin et atteindra le cap Sabine vers le 15 août; à cet endroit sera scellée une plaque offerte par la National Geographic Society à la mémoire de l'expédition Greely, qui périt là de froid et de faim. Enfin, c'est tout à côté, dans la baie de Flagler, que le « Bowdoin » prendra son mouillage d'hiver, où il passera les neuf mois de la nuit polaire. Le retour de l'expédition est prévu pour le 1^{er} septembre 1924.

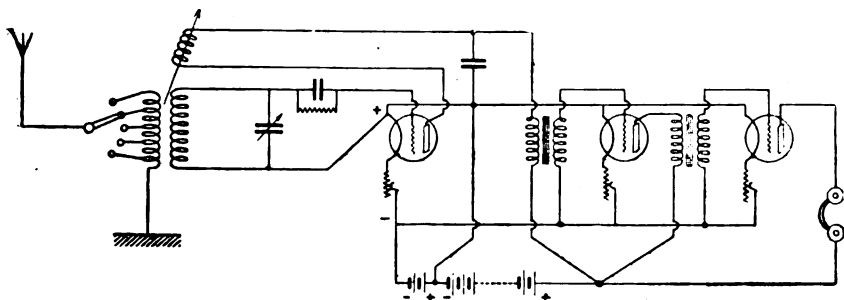
Pendant tout ce temps, il faudra que tous les amateurs essayent de recevoir W N P, car il y aura sûrement matière à d'intéressantes expériences.

En particulier, il faut remarquer que le navire se trouvera à égale distance de la France et des États-Unis, tout en étant plus rapproché de l'Angleterre. Il sera peut-être possible d'établir de cette façon une communication entre ces pays, en se servant du « Bowdoin » comme relai : la réalisation de cette suggestion aurait un retentissement énorme, mais il faut que tous y participent, afin d'augmenter les chances de succès.

Description de l'équipement.

Il comprend : un récepteur pour petites ondes, un récepteur pour grandes ondes et un émetteur sur petites ondes.

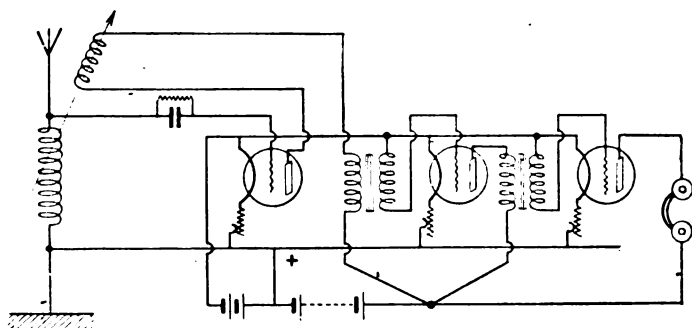
Le récepteur pour petites ondes comporte un primaire variable par plots et un secondaire shunté par un condensateur variable.



Le couplage entre ces enroulements est fixe. Sa réaction est effectuée au moyen d'une bobine intercalée dans le circuit plaque et couplée au secondaire. Il y a une lampe détectrice et deux lampes amplifi-

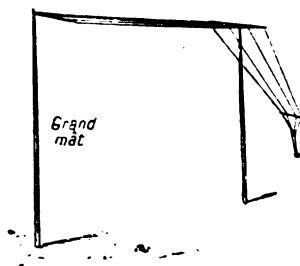
catrices de basse fréquence. La gamme des longueurs d'ondes reçues est de 150-850.

Le récepteur pour grandes ondes comprend, lui aussi, une lampe détectrice à réaction par self et deux lampes basse fréquence. Le mon-



tage est un montage en direct, les bobines de grille et de réaction étant des bobines nid d'abeille interchangeables. Ce récepteur servira pour les signaux horaires d'Arlington N A A et pour les messages qu'Annapolis N S S enverra le cas échéant au « Bowdoin ».

L'émetteur comporte deux tubes de 50 w de la Western Electric, montés dans un circuit « auto-rectifiant » : on voit que, à chaque demi-période, c'est tantôt un tube et tantôt l'autre qui sert, du fait de la division en deux du secondaire du transformateur R. L'alimentation en dérivation est ici nécessaire ; d'ailleurs, elle présente de nombreux



avantages sur l'alimentation en série. Les courants de haute fréquence s'écoulent par les condensateurs D et E, et les courants continus par les bobines Z qui arrêtent, d'autre part, toute haute fréquence.

Dans l'étude du poste, on a pris soin d'éloigner du tableau tout conducteur parcouru par la haute fréquence : en particulier l'ampère-mètre d'antenne est placé sur le mur et isolé par des supports en porcelaine.

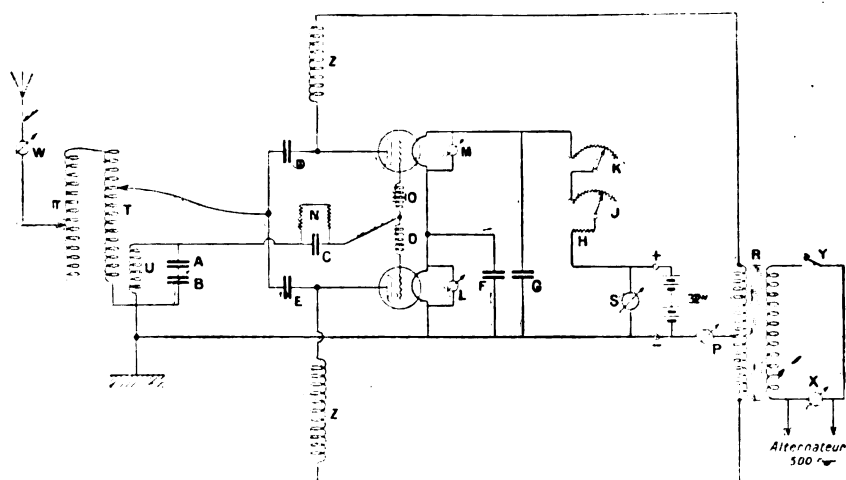
Les filaments sont alimentés en série au moyen d'une batterie de

32 v à 160 A H. Une batterie de même voltage alimente un moteur à courant continu attelé à un alternateur Telefunken de 500 w à 500 périodes.

L'antenne est très peu développée, en fait les mâts sont écartés de 7 mètres seulement et hauts de 18 mètres. Cependant, dès l'installation du poste, il se fit entendre dans tous les districts des États-Unis, même sur la côte du Pacifique.

Le succès de la tentative apparaît donc comme très probable.

Les transmissions auront lieu sur 185, 220 ou 300, à la demande du correspondant. L'onde normale sera 220 mètres. W N P travaillera



A	Condensateur de protection au mica 1.5 m ² F.	P	Milliampère de plaque : 0, — 50 mm A.
B	Condensateur à air à 50 plaques 1.8 m ² F.	R	Transformateur Thordarson spécial.
C	Condensateur de grille au mica 0.35 m ² F.	S	Primaires 250 v. Secondaire 2 X 1700 v.
D et F	Condensateur de plaque à diélectrique de verre : chacun = 2 m ² F.	T	Voltmètre 0 — 50 v.
E et G	Condensateurs au mica 1 m ² F chacun.	U	Galette en spirale Telefunken, en ruban de 6 mm. Deux en série (34 spires)
H	Résistance fixe de 4 Ω.	W	Self de grille constituée par 17 spires de fil de 1 mm sur un tube de 250 mm.
J et K	Rheostats de chauffage.	X	Ampèremètre d'antenne 0 — 5 ou 0 — 10 A.
L et M	Voltmètres 0 X 15 v	Y	Voltmètre 0 — 350 v 500 périodes.
N	Résistance de grille 2 X 5000 Ω.	Z	Manipulateur Mesko avec contacts de 3 mm
O	Selfs d'arrêt sur les grilles : chacune formée de 15 spires de fil 6,5/10, 2 couches coton sur un mandrin de 16 mm.		Self d'arrêt dans les plaques : bobinage de fil 6,5/10 à 3 couches sur un tube de 50 mm de diamètre et de 200 de long.

tous les jours, en principe, de 6 heures à 12 heures (heure de Greenwich), mais il ne faut pas oublier que la provision de combustible est limitée.

Le communiqué à la presse sera transmis tous les lundis matin à partir de 6 heures (heure de Greenwich).

Les appels aux amateurs auront lieu de 6 heures à 8 heures et de 10 heures à 12 heures du matin (heure de Greenwich).

Nous prions les amateurs qui entendraient W H P, de communiquer à M. Mesny, secrétaire général de la S. A. T. S. F., 21, rue Jacob, Paris (6^e), le texte intercepté et l'heure de la transmission, ainsi que toute remarque intéressante sur l'intensité de la réception, en même temps qu'un schéma du montage employé.

ESSAI JURIDIQUE SUR LES ONDES HERTZIENNES

Les amateurs et spécialistes de la télégraphie sans fil ont-ils pensé à excursionner dans le domaine juridique pour savoir à qui appartiennent les vibrations électriques mêlées si intimement à l'air de leur appartement?

Les travaux des Feddersen, Marconi, Maxwell, Hertz, Branly, ont-ils des conséquences juridiques provoquées par l'application et l'industrialisation, par un développement intéressant à la fois les particuliers et le patrimoine commun de l'humanité?

Dans les lois toujours vivantes des 29 germinal an XI, 4, 6, 9 et 10 pluviôse an XII, nous trouvons : « Il est des choses qui n'appartiennent à personne et dont l'usage est commun à tous. Des lois de police règlent la manière d'en jouir.

« La propriété d'une chose donne droit à tout ce qu'elle produit et sur ce qui s'y unit accessoirement, soit naturellement, soit artificiellement. »

Le droit romain et les commentateurs modernes précisent que l'air, l'eau, la mer, ne sont susceptibles d'aucune propriété (Planiol, Droit civil) (Baudry-Lacantinerie, Droit civil).

A l'époque du télégraphe à fil et cadran de Bréguet, est venu le décret-loi du 27 décembre 1851 stipulant : « Aucune *ligne télégraphique* ne peut être établie ou employée à la *transmission* des correspondances que par le gouvernement ou avec son autorisation. Qui-conque *transmettra* sans son autorisation des signaux d'un lieu à un autre, soit à l'aide de machines télégraphiques, soit par tout autre moyen, sera puni d'un emprisonnement d'un mois à un an, et d'une

amende de 1.000 à 10.000 francs. *En cas de condamnation*, le Gouvernement pourra ordonner la destruction des appareils et machines télégraphiques. •

Notons que l'amende dont s'agit se trouve par la loi du 15 juin 1920, sur les impôts et amendes, portée de 3.000 à 30.000 francs.

Il y a donc là une peine principale suivie d'une peine accessoire, créées par la loi. Par application du principe de la séparation des pouvoirs, c'est le tribunal correctionnel qui doit statuer à la requête des P. T. T. partie plaignante.

Depuis sont nés de tels progrès que les auteurs de cette législation n'ont pu les entrevoir. Le télégraphe à fil, seul autrefois connu, n'allait et ne pénétrait que là où il était manuellement conduit et installé, à travers domaine public et propriétés privées, attaché à des supports y plantés; au contraire, la radiotélégraphie, la radiotéléphonie, la radiotélé mécanique et les autres radiotélé de demain, rayonnent et rayonneront à travers l'espace, même en tous endroits inaccessibles par impossibilité naturelle ou par inviolabilité légale. Elles s'offrent elles-mêmes, librement, même sans être appelées ou demandées, et, bien que de même nature que les ondes lumineuses, elles les dépassent en pénétrabilité, en mystère, sans être identifiables par la voie actuelle de nos sens naturels en fonctionnement direct.

Mais dans le décret-loi de 1851 il ne s'agit que de *transmission télégraphique*. Les radioconcerts sont-ils des correspondances? Le chant et la musique qui voyagent électromagnétiquement à travers l'éther constituent-ils des signaux télégraphiques? Il a été dit que la Tour Eiffel *parle* et non télégraphie.

Si les organes sensoriels de l'homme étaient pourvus d'un développement physiologique suffisant pour agir sans le secours et l'aide d'appareils, ils pourraient directement enregistrer l'onde électromagnétique, automatiquement, comme pour la chanson des cloches de la cathédrale, les reflets d'un beau coucher de soleil?

Mais à l'aide d'un peu de fil, d'une petite lampe spéciale et d'une plaque vibrante, que les progrès incessants feront tenir demain dans le réticule de l'élégante et dans la serviette de l'ingénieur ou du magistrat, la capacité de nos sens est élargie grandioisement.

Un décret de police et de sûreté, impérieusement commandé par la situation militaire, est intervenu le 24 février 1917. Son but principal était l'interdiction protectrice. C'est pourquoi il s'inspire du décret-loi de 1851, sans toutefois en reproduire l'article sus-rappelé. Depuis lors, la paix est heureusement revenue et le droit spécial de la guerre s'est atténué progressivement.

Un arrêté du 27 février 1920 a organisé les conditions des postes récepteurs pour signaux horaires et télégrammes météorologiques émis par le poste militaire de la Tour Eiffel, qui s'orientait à suivre la voie tracée par l'étranger, notamment l'Amérique du Nord. Un décret du 15 mai 1921 a délégué au Sous-Secrétaire d'État des P. T. T., le pouvoir de prendre des arrêtés en matière de télégraphie sans fil. Il fut suivi d'un arrêté du 6 juillet 1921 relatif aux essais et expériences. Leurs dispositions ont des buts de police et de sûreté. Prudemment il n'y est rien dit qui puisse toucher à la question de propriété et de jouissance. D'ailleurs, les lois de propriété ne peuvent être modifiées que par des lois de même force exécutoire, que par des dispositions d'identique ou supérieure légalité.

Dans le texte des décrets et arrêtés ci-dessus et de celui tout nouveau du 30 décembre 1922, ne se rencontre aucune allusion à la transmission du chant et de la musique des radioconcerts. D'autre part, n'y aurait-on pas même oublié qu'une condamnation préalable seule autoriserait l'État à détruire des appareils (loi de 1851) et que le domicile est inviolable sans intervention motivée des magistrats qualifiés (loi du 22 frimaire an VIII).

En tout cas, il n'y a pas encore de loi en cette matière et nous ignorons ce que le Conseil d'État ferait en face des arrêtés....

L'État devait-il, pouvait-il se réserver un monopole général tant des appareils que des transmissions, comme avec les vieux fils. — ou au contraire laisser la science et l'industrie produire progressivement et librement leurs beaux fruits, — ou, moyen intermédiaire, se réserver un contrôle sans entraver l'exploitation privée.

Les Postes et Télégraphes, en accord avec la *Guerre* et la *Marine*, ont cherché une combinaison moyenne : une réglementation essayée autour de la liberté. Cela fait l'objet d'un simple arrêté ministériel en date du 30 décembre 1922, accompagné de la circulaire 1914 (*Journal Officiel* du 14 janvier 1923) sous la signature du Sous-Secrétaire d'État des P. T. T.

Nous mettons en délibéré la question de savoir s'il est compatible avec les textes législatifs et le droit. Déjà quelques phrases apparaissent mieux à leur place dans une loi...

Les grandes sociétés propriétaires de postes d'émission auraient pour thèse qu'en raison de la nature vibratoire du rayonnement électrique, du synchronisme exigé pour sa réception et de la longueur individuelle de chaque onde, cette onde voyageant à travers l'espace, sans se confondre avec celle du voisin, demeure leur propriété par tout.

Et les amateurs paraissent soutenir qu'ils peuvent jouir et disposer librement de tout ce qui pénètre dans leur appartement, principalement en ce qui concerne les ondes électromagnétiques, car plus fortes que la lumière et le son, elles passent à travers murs, portes et fenêtres. Toutes les vibrations mélangées à l'air de leur domicile, lumineuses, sonores, électriques, leur appartiennent sans distinction d'origine, que l'auteur soit le carillonneur de la cathédrale, ou l'opérateur de la T. S. F. ou encore le lampiste des cieux...

Or, les ondes lumineuses et les ondes électriques agitent identiquement l'éther (Branly, physique 1912). Quelque part sont écrites ces lignes : *La nature spéciale de son milieu lui confère des propriétés exceptionnelles* (Branly, télégraphie sans fil 1922). Est-ce l'aurore d'un droit nouveau ! Nous l'affirmons.

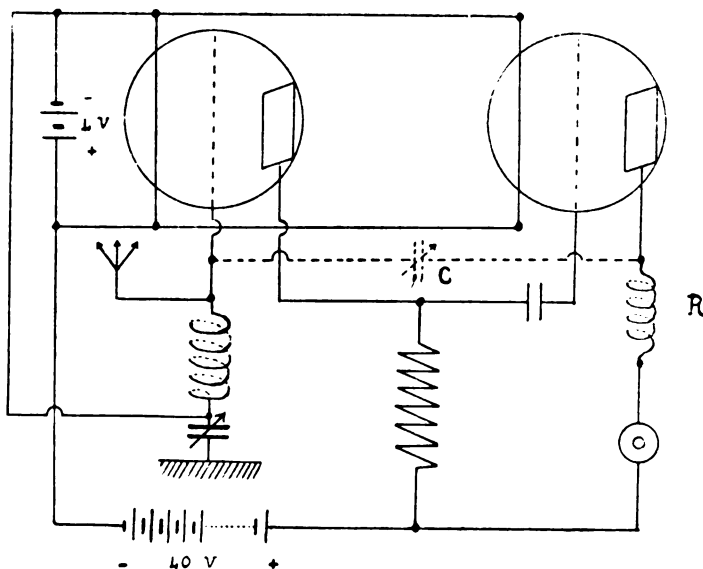
LOUIS MORCELLET,
physicien amateur, diplômé de la Faculté de droit.

MONTAGES ET TOURS DE MAIN

600 mètres sur amplificateur à résistances. — En général, un amplificateur à résistances employé sans précautions ne permet pas de descendre au-dessous de 800 à 1 000 mètres. Cependant, en étudiant judicieusement le montage d'un tel appareil, je suis arrivé à amplifier convenablement jusqu'à 300 mètres sans modification de l'appareil lui-même ni emploi de lampes spéciales.

Mes essais ont porté sur le type classique : 2 HF à résistance + 2 BF à

a-dire coupler la plaque de la dernière lampe à la grille de la première, soit par capacité C, soit par bobine R. Dans le premier cas, il est impossible de descendre. On constate, en effet, que pour accrocher des ondes de 600 mètres, il faut une capacité de réaction de $1/4$ de millième, pour 400 mètres $1/1000$. Ces chiffres ne valent évidemment que pour l'appareil étudié. Capacité inadmissible, car alors la HF passe directement de la première grille à la dernière plaque sans s'amplifier.



transformateurs. Je reproduis ci-contre le schéma bien connu de la HF.

La première condition pour descendre avec un rendement acceptable est de ne pas employer pour l'accord des bobines à plots ou à curseurs à cause des bouts morts. Pour les petites ondes, les coupures n'ont aucun effet, et la partie inutilisable de la bobine absorbe inutilement de l'énergie. L'absorption peut même être totale sur les petites antennes.

Il faut ensuite soigner sérieusement la réaction. On peut réactionner, c'est-

à-dire coupler la plaque de la dernière lampe à la grille de la première, soit par capacité C, soit par bobine R. Dans le premier cas, il est impossible de descendre. On constate, en effet, que pour accrocher des ondes de 600 mètres, il faut une capacité de réaction de $1/4$ de millième, pour 400 mètres $1/1000$. Ces chiffres ne valent évidemment que pour l'appareil étudié. Capacité inadmissible, car alors la HF passe directement de la première grille à la dernière plaque sans s'amplifier.

En employant la réaction par bobine, voici ce que l'on constate : Tout d'abord la valeur de la réaction diminue avec la longueur d'onde, passe par un minimum puis croît jusqu'à environ 600 mètres (par exemple 150 tours pour une bobine d'accord de 40 tours). Brusquement, la réaction change de sens et doit être très relâchée. Moyennant cette précaution de renversement de la

reaction, on descend jusqu'à 300 mètres avec un rendement égal à celui obtenu en grandes ondes. En dessous, toute réception disparaît.

Par valeur de la réaction, j'entends le nombre de tours et non le couplage. La self d'accord diminuant avec la longueur d'onde, pour maintenir le couplage il faut augmenter rapidement la self de réaction.

J'obtiens des résultats sensiblement supérieurs en remplaçant la résistance de 70.000 ohms par une self ainsi constituée :

Fil nu de 8 à 10/100 enroulé à spires non jointives sur un mandrin de bois carré de 3 centimètres de côté à angles arrondis. Les 50 couches, comportant chacune 20 tours espacés de 1 millimètre environ (au total 1000 spires), sont séparées par une bande de papier de 2 centimètres de largeur. Le diamètre extérieur est alors de 55 mm.

Cette self donne un très bon rendement depuis 300 mètres jusqu'au delà de 3000 mètres. On le constate d'ailleurs en passant de résistance sur self par commutateur. Il est alors nécessaire de retoucher l'accord et surtout de desserrer la réaction.

La self a un autre avantage assez marqué sur la résistance. Alors que celle-ci donne dans l'écouteur un ronflement faible mais assez désagréable, dû probablement à un effet statique provoqué par les grains de graphite, la self, au contraire, est très silencieuse.

Il résulte de ces essais qu'avec un appareil à deux lampes-résistance, il est possible, moyennant quelques précautions, de descendre suffisamment bas pour avoir la téléphonie anglaise dans de très bonnes conditions. Et cela n'a pas été réalisé avec un appareil de laboratoire étudié spécialement *ad hoc*; les mêmes essais sur des appareils de même type mais de marques différentes ont donné les mêmes résultats. Reste à savoir maintenant s'il en est de même avec des amplificateurs à plusieurs étages à résistances. — LARDY.

Les bruits parasites dus aux canalisations. — M. Jardet, à Riom (Pas-de-Calais) :

En général, le genre de parasite dont vous parlez n'est pas très fréquent quand il ne s'agit que de fils « lumière ». Il ne devient gênant que quand il y a à proximité du poste une canalisation de force dont le débit est beaucoup plus variable,

Quand on est gêné par de tels parasites, la solution la plus simple consiste à mettre un étage à résonance et la réception est alors de beaucoup améliorée.

Nous serions heureux si vous vouliez communiquer à *l'Onde Electrique*, pour le plus grand bien de ceux que ces parasites exaspèrent, le montage qui vous donne de si bons résultats.

Est-il possible de recevoir sur cadre les radio-concerts sans amplificateurs dans Paris? — Nous avons déjà répondu à cette question, mais notre réponse, dans laquelle nous avons conseillé l'emploi d'un cadre de grandes dimensions, nous a valu plusieurs lettres d'amateurs qui nous citent des cas de réception excellente avec des cadres de dimensions beaucoup plus restreintes.

En particulier, M. Fraudelor nous signale une bonne réception de FL sur cadre de 1 mètre de côté, dans le quartier de la Nation, et une réception acceptable de Radiola sur cadre de 1 m. 50 de côté, boulevard Saint-Germain. Bien que nous ne mettions pas en doute la bonne foi de nos correspondants, nous continuons à penser que pour avoir une bonne réception sur galène avec un casque de sensibilité moyenne, un cadre d'assez grandes dimensions est nécessaire. Des réceptions telles que celles qu'on nous signale sont fort intéressantes, mais elles sont incertaines et ceux qui veulent être sûrs d'entendre feront bien de ne pas trop regarder à l'encombrement.

Il serait cependant amusant de savoir quel est le record de la réception sur cadre des radio-concerts dans Paris. Avis donc aux amateurs qui ont reçu ou reçoivent avec des cadres ayant moins d'un mètre carré de surface.

ANALYSES

RÉCEPTION

Récepteurs téléphoniques sans distorsion; J. BETHENOD. *Proceedings of the Institute of Radioengineers*, avril 1923, t. II, pp. 163-167. — En désignant par i le courant qui traverse les enroulements du récepteur, par x le déplacement du centre du diaphragme, on obtient l'équation

$$(1) \quad Ai = Sx + R \frac{dx}{dt} + M \frac{d^2x}{dt^2}$$

A étant l'attraction magnétique, S l'élasticité, R les résistances mécaniques et M la masse équivalente du diaphragme.

L'auteur envisage tout d'abord le cas où la force électromotrice qui agit sur le circuit contenant le récepteur est donnée. Soit e cette force électromotrice, Z l'opérateur d'impédance du téléphone.

$$(2) \quad e = Zi + A \frac{dx}{dt}$$

L'auteur, suivant le procédé de calcul préconisé par Heaviside, pose $\frac{d}{dt} = p$ et F .

$$P = S + pR + p^2M$$

Des équations (*) et (**), il déduit

$$(3) \quad e = \frac{ZPx}{A} + pAx.$$

Pour que le problème posé soit résolu, il faut que cette équation ait une solution de la forme

$$x = \frac{e}{\lambda}$$

λ étant une constante indépendante de la fréquence. On a dans ce cas

$$(4) \quad Z = \frac{\lambda A - pA^2}{p}$$

On peut, au moyen d'un système de triodes, annuler l'impédance du récepteur. On peut, d'autre part, au moyen d'un système de triodes convenablement combiné avec un système comportant une self-induction et une capacité en parallèle, constituer une impédance négative. Soient r et l la résistance et l'inductance de la bobine, c la capacité, le « filtre négatif » équivaut à

$$(5) \quad Z = -g \frac{r + pl}{1 + prc + p^2lc}$$

g constante positive.

De la comparaison de 4 et 5, l'auteur déduit

$$l = \frac{A^2}{gs}, \quad c = \frac{M}{A^2}, \quad r = \frac{RA^2}{gMs}$$

$$\lambda = -\frac{RA}{M}$$

le problème est théoriquement résolu.

L'auteur envisage de même le cas où le courant dans le circuit téléphonique a une valeur définie.

Il faut remarquer que les procédés théoriques qu'il indique pourraient aussi s'appliquer aux oscillographes et qu'on éviterait ainsi la déformation des courbes dues à ce fait que la sensibilité n'est pas la même pour tous les harmoniques.

Remarquons qu'il ne s'agit là que de considérations théoriques et que l'auteur ne semble avoir tenté aucune réalisation pratique. — JOUAUST.

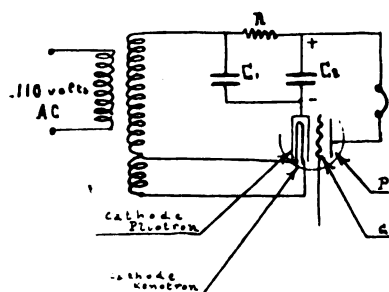
LAMPES

Kénotron et pliotron combinés susceptibles de fonctionner en courant alternatif; ALBERT W. HULL. *Proceedings of the Institute of Radioengineers*, avril 1923, t. II, pp. 89-95. — Il est possible de réunir dans un

même tube à vide quatre électrodes de telle façon que le tube constitue un kénotron redressant du courant alternatif pour l'alimentation de la plaque du pliotron.

La figure représente la manière dont on arrive à ce résultat.

Le filament, fil de tungstène enroulé en hélice et porté à 2300 absolus par



un courant alternatif de 2 ampères, sert de cathode au kénotron dont l'anode est constituée par un cylindre de nickel de 0,32 cm de diamètre et de 2,86 cm de long.

En même temps, ce filament porte à haute température le cylindre de nickel, et comme celui-ci est recouvert extérieurement d'oxyde de baryum, il joue le rôle de cathode pour le pliotron.

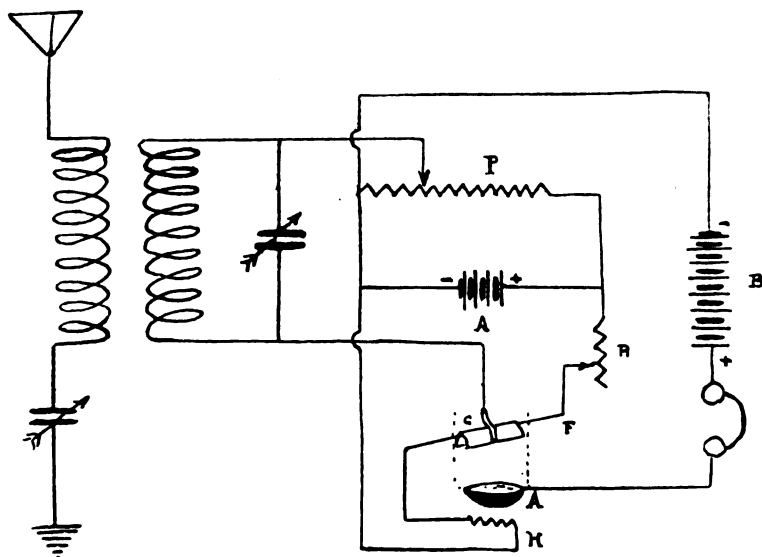
Dans celui-ci, la grille est une hélice de 2,54 cm de longueur, de 0,64 cm de diamètre comportant 40 tours de fil de molybdène de 0,008 cm de diamètre.

Les deux condensateurs C_1 et C_2 de l'ordre de 2 microfarads et la résistance r de l'ordre de 4000 ohms ont pour effet d'adoucir les ondulations du courant redressé.

On peut aussi alimenter un amplificateur au moyen d'une tension alternative de 110 volts sans être gêné dans l'audition par le bruit du courant d'alimentation. — JOUAUST.

Un nouveau détecteur ne produisant pas d'interférences; Harold-P. DONLE. *Proceedings of the Institute of Radioengineers*, avril 1923, t. II, pp. 97-109. — L'auteur décrit un nouveau modèle de triode détecteur pour lequel il revendique de fournir des résultats aussi bons que ceux que procure la réaction sans qu'on ait à redouter les brouillages que peut provoquer ce dernier mode opératoire.

La figure représente le triode et son montage. L'anode est constituée par un dépôt de sodium à la partie inférieure du tube. Ce sodium est chauffé par le passage du courant dans



la résistance H , l'ampoule est donc remplie de vapeur de sodium.

Au-dessus du filament F est le collecteur ayant la forme d'un U de métal renversé.

Naturellement, en outre du courant filament anode, il y a un courant filament collecteur.

La valeur de ces deux courants dépend de la position du curseur sur le potentiomètre P .

La production d'oscillations dans le circuit haute-fréquence a pour effet de diminuer les intensités des courants du collecteur et de l'anode.

Le système qui semble être le siège d'oscillations de fréquence peu élevées, n'est susceptible de détecter que les oscillations de haute fréquence. — J.

PROPAGATION

Le problème des hauteurs de rayonnement; P. ECKERSLEY. *The Electrician*, février 1923, vol. 90, n° 2.334, pp. 134-135. — L'auteur étudie la façon dont s'introduisent les notions de hauteur effective d'émission et de réception d'une antenne. Il remarque tout d'abord que l'accord est si loin d'être fait sur la question puisque Dellinger propose une formule donnant un rayonnement deux fois plus faible que celui qui résulte de la formule du doublet de Hertz, appliquée au cas où la terre serait parfaitement conductrice.

Rappelant les mesures de Pession, qui utilisa un groupe de trois antennes travaillant successivement en émettrices et en réceptrices, il montre que cette méthode soulève des objections, car on ne peut pas admettre a priori que les hauteurs effectives à l'émission et à la réception soient égales. Cette hypothèse conduit même à des conséquences contradictoires si l'on applique deux formules de rayonnement différentes à des mesures effectuées une première fois avec une antenne de réception identique à l'antenne d'émission, une seconde fois avec un cadre.

Il montre ensuite qu'il n'y a aucune

difficulté dans la définition de la hauteur effective de réception. En appelant E le champ électrique de l'émission reçue, V la tension, induite dans l'antenne, qui produirait le même courant que le signal, la hauteur effective de réception h_r est donnée par la relation

$$E h_r = V$$

On définirait aussi facilement la hauteur de rayonnement h_t sur un sol parfaitement conducteur par la relation

$$h_t = \frac{E \Delta D}{377 I}$$

où Δ est la longueur d'onde, D la distance, I l'intensité à l'émission (unité de longueur : le mètre, unités électriques pratiques) : cette formule étant appliquée aux courtes distances.

Les travaux de Sommerfeld montrent que ce cas est celui qui se présente en pratique dans la plupart des circonstances. Mais les résultats de ces travaux ne permettent pas d'exprimer la valeur de h_t en fonction des dimensions géométriques de l'antenne, et c'est une question d'expérience de déterminer la valeur de la constante qu'on pourrait être amené à employer à la place du facteur 377. Il montre en tous cas que la hauteur de rayonnement et la hauteur effective de réception doivent avoir le même rapport pour des antennes différentes et une longueur d'onde donnée. — MESNY.

DIVERS

Redresseur mécanique pour haute tension; WOODHILL. *Proceedings of the Institute of Radioengineers*, avril 1923, t. II, pp. 111-113. — L'appareil se compose essentiellement d'un alternateur polyphasé portant sur son arbre un nombre convenable de commutateurs tournants qui transforment en courant presque continu le courant alternatif dont préalablement les transformateurs ont élevé la tension. — JOUAUST.

BIBLIOGRAPHIE

Etudes élémentaires de météorologie pratique; Albert BALDIT, ancien chef du service météorologique du groupe des armées du centre, 1923. Volume de 420 pages édité chez Gauthier-Villars. — Le titre trop modeste de cet ouvrage risque d'en donner une idée tout à fait incomplète. Il s'agit en effet d'un traité très complet où l'auteur a examiné successivement toutes les questions qui se posent à quiconque s'intéresse à la météorologie, que ce soit au point de vue théorique ou au point de vue pratique.

Ce traité est divisé en trois parties. Dans la première : *Organisation*. *Observation*, se trouvent la description de l'aménagement d'une station et du matériel qui lui est nécessaire; l'examen des constantes géographiques, mécaniques et météorologiques de cette station; la discussion des méthodes d'observation et l'examen des documents à tenir, des transmissions de renseignements à assurer. Les fonctions que l'auteur a occupées pendant la guerre lui ont permis d'apprécier à leur juste valeur l'importance capitale de toutes ces questions, et c'est pourquoi cette partie de son livre est particulièrement intéressante.

La deuxième partie traite des *Problèmes usuels*. C'est l'exposé du calcul de la pression aux différentes altitudes et de la théorie mécanique du vent. Il écrit les équations des mouvements de l'air, équations de Lagrange, équations intrinsèques et les discute en faisant apparaître nettement les influences du gradient, du mouvement de la terre, du frottement sur le sol. Il consacre quelques pages à l'examen de la notion récente de turbulence qui jette beaucoup de clarté sur les mouvements de l'air dans les couches voisines de la terre.

La troisième partie traite de la *Prévision du temps*. C'est la partie la plus

étendue. Les règles de prévision immédiate et à brève échéance, et l'étude de leur application y sont exposées avec beaucoup de détails. Mais on y trouve aussi une analyse serrée de la formation des dépressions et des anticyclones, des grains et des orages, analyse fréquemment illustrée d'exemples observés et relatés avec précision. Enfin, l'ouvrage contient un exposé sommaire de la théorie des surfaces de discontinuité et des théories de Bjerknes et Solberg sur les fronts chauds et froids et la formation des pluies.

On connaît les observations récentes de Rothé et de Watson Watt sur les perturbations électromagnétiques de l'atmosphère. Ils ont montré la liaison qui existe entre ces phénomènes et les manifestations météorologiques telles que dépressions, orages et pluies; on trouvera dans le traité de Baldit tous les éléments nécessaires pour étudier complètement ces diverses manifestations. — MESNY.

Principes du calcul vectoriel et tensoriel; J. B. POMEY, Ingénieur en chef des Télégraphes. *Cours de l'Ecole supérieure d'Electricité*. Section T. S. F. 320 pages. Edit. Chiron. — L'étude mathématique des phénomènes périodiques tire un profit si considérable des théories dérivées de la notion de vecteur que tous les ouvrages d'électricité consacrent actuellement des chapitres entiers à l'exposé des théories vectorielles élémentaires. Néanmoins la grande variété des procédés de calcul qui en découlent n'a jamais été très employée en France, et les éléments exposés dans les traités d'électricité sont tout à fait insuffisants pour quiconque veut posséder à fond le calcul vectoriel, pour en tirer tout le profit possible.

L'ouvrage de M. Pomey vient, à ce-

point de vue, combler un vide regrettable. Prenant les choses tout au début, l'auteur rappelle avec soin et précision les définitions des éléments simples : vecteurs, projections, équipollences... en insistant particulièrement sur les règles de signes et leurs liaisons avec le sens des axes, de telle façon que l'on n'aborde le calcul qu'en s'appuyant sur un terrain solide.

Les définitions et théorèmes relatifs aux éléments abstraits tels que produits scalaires et vectoriels, rotationnels... sont suivis d'applications concrètes empruntées à la géométrie, à la mécanique ou à l'électricité : surfaces, volumes, moments, flux...

Vient ensuite l'exposé complet de méthode des imaginaires, avec toutes les belles applications que lui fournissent les courants alternatifs.

La théorie des quaternions clôt ce que l'on pourrait appeler la première partie de l'ouvrage. Le reste est consacré au calcul tensoriel.

Cette dernière partie n'est pas la moins originale. Les théories de la relativité préoccupent actuellement tous les esprits, mais ainsi qu'on l'a répété maintes fois, elles ne peuvent être comprises que par ceux qui lisent la langue dans laquelle elles sont écrites ; il est indispensable de posséder sérieusement le calcul tensoriel avant de se faire une idée des théories d'Einstein. M. Pomey a su, non seule-

ment exposer très complètement des notions qu'on ne trouve généralement que tronquées et par suite difficiles à assimiler, mais encore montrer leurs liens avec les autres éléments qu'il a étudiés auparavant dans son volume.

Les notions de covariance et de contre-variance, par exemple, au lieu de se présenter comme des définitions *a priori*, se trouvent découler tout naturellement des connaissances acquises dans le calcul vectoriel, où elles sont reliées à des éléments géométriques concrets dans le cas de trois dimensions.

Les théories accessoires telles que celles des formes quadratiques trouvent également leur place dans son exposé.

Enfin le tenseur de Riemann Christoffel et la dérivation covariante s'introduisent également avec simplicité à la suite d'une étude complète du déplacement parallèle. M. Pomey fait dans cette partie de son ouvrage une analyse serrée des travaux de Bianchi et de Levi-Civita. Il termine par des applications du calcul tensoriel à l'électricité. Cet ouvrage n'a de place que dans la bibliothèque d'un mathématicien, mais c'est un auxiliaire précieux pour quiconque se préoccupe de posséder tous les moyens d'investigation que le calcul met à notre disposition. — MESNY.

CORRESPONDANCE & AVIS

M. Ascanio Niutta, de la « R. Scuola di applicazione di Roma per gli ingegneri », nous adresse la communication suivante :

« Nous avons le plaisir de faire connaître à l'amateur 8 AP que sa transmission a été reçue très clairement par le soussigné à Rome le 24 mars, de 10.30 à 10.45 (G M T) avec une lampe détectrice à réaction et deux étages B. F. et en conditions de réception très mauvaises à cause du fort brouillage du poste voisin : Radio I D O (S. Paolo).

« Il en a été de même pour le poste de M. Léon Deloy (8 AB), dont la transmission a été entendue avec les mêmes appareils et très souvent en haut-parleur.

« En attente de lire cette communication dans votre respectable publication, je vous prie, Monsieur, d'agréer mes salutations très distinguées. »

Excursions organisées au Centre de Sainte-Assise par la Société des Transports en commun de la région parisienne.

Nous sommes heureux de signaler l'initiative prise par la Société des Transports en commun de la région parisienne pour faciliter les visites du Centre d'émission radioélectrique de Sainte-Assise.

Des promenades-conférences sont, en effet, organisées pour la saison d'été par la T. C. R. F. le quatrième dimanche de chaque mois.

Itinéraire : Villeneuve-Saint-Georges, Forêt de Sénart, Quincy-sous-Sénart, Melun, Sainte-Assise (visite de la station de T. S. F.).

Départ : 8 h. 30 de la place de l'Opéra, retour vers 18 h. 30.

Prix des places : 21 fr. 25.

Pour ces excursions s'adresser aux bureaux des lignes AI (Gare Saint-Lazare), AD (Place de la République) et au siège social — bureau des locations — 53 ter, quai des Grands-Augustins.

Diplôme d'ingénieur civil des communications électriques.

L'Ecole supérieure des postes et télégraphes, où sont recrutés, comme on le sait, les ingénieurs de l'administration des postes et télégraphes, admettra, à partir d'octobre prochain, d'après une décision récemment prise par M. Laffont après avis du conseil de perfectionnement de l'école, des élèves externes qui suivront les cours et les stages de l'école exactement comme les futurs ingénieurs de l'Etat, et qui sont destinés à l'industrie. Ces élèves externes recevront, à la fin de leurs études, s'ils ont satisfait aux diverses épreuves de l'examen de sortie, le titre d'*ingénieur civil des communications électriques*.

Cette mesure consiste, en réalité, à étendre à l'Ecole supérieure des Postes et Télégraphes le régime en vigueur à l'Ecole des Ponts et Chaussées et à l'Ecole des Mines, et à adopter ainsi un régime uniforme pour les trois grandes écoles d'application qui relèvent du ministère des Travaux publics.

Les candidats pourront se renseigner à la direction, 20, rue Las-Cases.

Radiotélégraphistes pour le Congo belge.

Le Service de la télégraphie sans fil au Congo Belge cherche, pour ses services d'Afrique, un ingénieur électricien, célibataire, de préférence ayant suivi les cours de télégraphie sans fil de l'Ecole Supérieure d'Electricité.

Ecrire en indiquant références et éventuellement situations déjà occupées, ou travaux déjà effectués ou dirigés, au Directeur général du Service, 64 a, rue de Namur, à Bruxelles.

Les Annales des P. T. T.

Voici les principaux articles au sommaire du numéro de juillet des *Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones* :

Sur le rôle du soleil dans les transmissions radiotélégraphiques et la formation de la couche de Heaviside, par

M. Nordmann, astronome de Paris. — La fête de la télégraphie sans fil française. — Procédés de réception sur petite longueur d'onde, par M. Clavier, de l'Etablissement central radiotélégraphique militaire. — Un microphone sans diaphragme pour les émissions radiotéléphoniques. — Les essais transatlantiques effectués en décembre 1922 entre les amateurs de télégraphie sans fil américains et européens.

Rectification.

Nous avons donné dans *l'Onde Électrique* de juin, p. 373, la liste des postes émetteurs privés.

M. Poizat, propriétaire de 8. CM nous prie de signaler que son poste sera installé à Cours (Rhône) et non 47, rue de Trévis, à Paris. Les essais commencent au début du mois d'août.

Réglementation de la télégraphie sans fil.

Le Directeur du Service de la télégraphie sans fil nous a fait savoir qu'un ingénieur de la direction est spécialement chargé de recueillir les vœux exprimés par les groupements de télégraphie sans fil et de les renseigner, le cas échéant, sur les dispositions réglementaires en vigueur. Nous tenons à la disposition de nos sociétaires pour leur servir d'intermédiaire en toutes circonstances. Adresser la correspondance à M. Mesny, secrétaire général, 21, rue Jacob, Paris (6^e).

Radio-Club Cataluna, 4, Plaza Santa Ana, Barcelona.

Nous venons d'apprendre la fondation à Barcelone d'une Société d'amateurs. Le but de cette nouvelle Société, qui comprend déjà plus de 200 membres, est de grouper les efforts en vue de la défense des intérêts de la télégraphie sans fil dans leur région.

Nous transmettons aux membres de la S. A. T. S. F. les sentiments amicaux que le Club espagnol nous a envoyés pour eux. Ce Club leur offre son concours pour tous renseignements ou informations.

Nous adressons de notre côté à la nouvelle Société nos meilleurs vœux de succès et de prospérité.

Cours de T. S. F. organisé au Conservatoire des Arts-et-Métiers par la Société des Amis de la T. S. F.

Résultat des examens

304 élèves étaient inscrits pour les travaux pratiques, 81 se sont présentés aux examens.

A. — Sont admis définitivement :

MM. Adam, Dudognon, Duval, Fiora, Galland, Kaplan, Lenain, Rayet, Youssoufian.

B. — Sont admis pour la théorie et ajournés à octobre pour la lecture au son.

MM. Albesfy, Allard, Bernier, Berr, Bitker, Bouchy, Bugat, Buisson, Chevalier, Cornu, Courtière, Courtou, Dumont, Dupuy, Faucon, Fiore, Fleurant, Fleurent, Galban, Gavaille, Jonclet, Lafaye, Leclerc, Lemasle, Maillochon, Marguet, Mercy, Merigot, Michaut, Monconet, Paraire, Salvaire, Verney.

C. — Est admis pour la lecture au son et ajourné pour la théorie.

M. Mabillet.

D. — Sont ajournés pour la théorie et la lecture au son.

MM. Lecossoit et Richard.

Erratum

Dans l'article *Multiplificateur de fréquence et amplificateur magnétique*, par Marius Latour, paru dans le numéro de juin, page 327, remplacer la phrase : « Cette idée a été développée ensuite avec précision par Léonard et Wéber, ce dernier ayant eu plus particulièrement en vue la production de courants à haute fréquence (1906) et par Maurice Joly (1911) », par la suivante : « Cette idée a été développée ensuite avec précision par Léonard et Wéber (1906) et par Maurice Joly (1911), ce dernier ayant plus particulièrement en vue la production de courants à haute fréquence. »

Un récepteur pour ondes courtes. — N° de juin. Dans le schéma de la page 360, il faut ajouter une connexion reliant le filament des triodes à la terre. Au bas de la page 361, remplacer l'indicatif « IX M. » par « I X M. ».

LE NOUVEAU POSTE RADIOTÉLÉPHONIQUE DE LA TOUR EIFFEL

par le Commandant JULLIEN

Une nouvelle installation radiotéléphonique, remplaçant l'installation provisoire décrite dans un précédent numéro de *l'Onde Électrique*, a été mise en service au poste de la Tour Eiffel en mars dernier.

En raison de nombreuses modifications qu'il a été nécessaire d'y apporter au fur et à mesure des essais, cette installation ne se présente pas encore sous un aspect définitif, mais il est possible, d'après les dispositions essentielles qu'elle comporte dans l'état actuel et qui seront conservées, de se faire une idée très approchée de ce qu'elle sera après achèvement.

Caractéristique et conditions générales d'installation.

L'installation comporte :

1° Un poste d'émission à lampes, à excitation directe de l'antenne et excitation indépendante des grilles, pouvant fournir dans l'antenne une puissance d'environ 8 kilowatts en trait continu ;

2° Un dispositif de modulation téléphonique agissant sur les grilles des lampes émettrices ;

3° Diverses machines et batteries d'accumulateurs destinées soit à l'alimentation des plaques (sous 5000 volts pour les lampes principales), soit au chauffage des filaments.

La longueur d'onde est réglée sur 2600 mètres (longueur d'onde des signaux horaires et bulletins météorologiques en ondes amorties). Elle peut être modifiée à volonté entre les limites : 2600 à 4000 mètres.

La figure 1 donne le schéma de principe de l'installation.

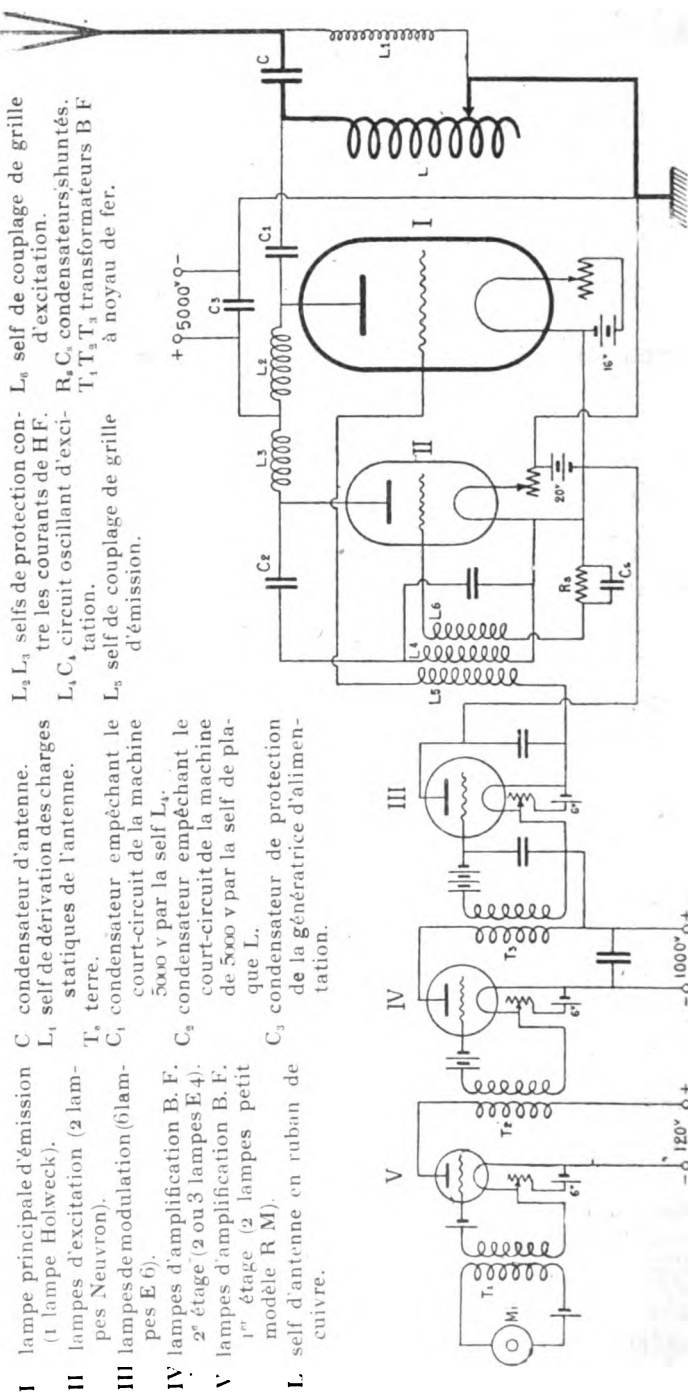
Les divers appareils, lampes et supports de lampe, self de plaque et condensateur d'antenne, circuit d'excitation indépendante des grilles, dispositif de modulation, sont répartis sur une table-coffre en forme de fer à cheval dans la salle dite « de manipulation et de réception ».

Contre la cloison en regard, un tableau de marbre porte les appareils de mesure, interrupteurs, disjoncteurs, rhéostats, etc.

De l'autre côté de cette cloison, sont installées dans une petite salle spéciale les machines d'alimentation.

Ces dispositions d'ensemble sont indiquées en plan et en vue photographique par les figures 2, 3 et 4.

Fig. 1. — Schéma de montage.

Les transformateurs T₁, T₂ et T₃ sont des transformateurs à fer.

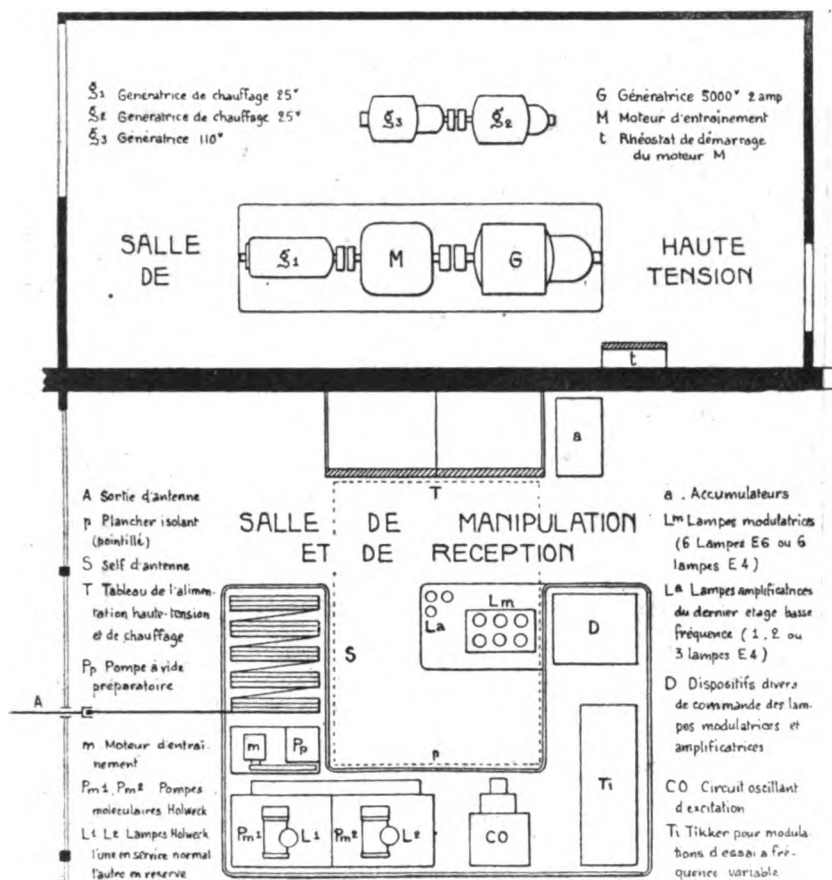


Fig. 2. — Plan du poste radiotéléphonique de la salle haute tension.

Lampes d'émission.

On a utilisé pour les premiers essais des lampes type B de la S. I. F. spécialement choisies. 25 lampes de ce type groupées en parallèle et alimentées sous 4 000 volts (au lieu de la tension normale 2 000 volts) pouvaient fournir à l'antenne, dans d'excellentes conditions de rendement, une puissance de plus de 6 kilowatts (250 watts environ par lampe).

Aux lampes S. I. F. ont succédé des lampes du type Neuvron (Guérillot) construites par la C. G. L. Un groupe de 10 lampes de ce type alimentées sous 4 500 volts était nécessaire pour obtenir dans l'antenne une puissance de 5 kilowatts (500 watts par lampe). Quelles que

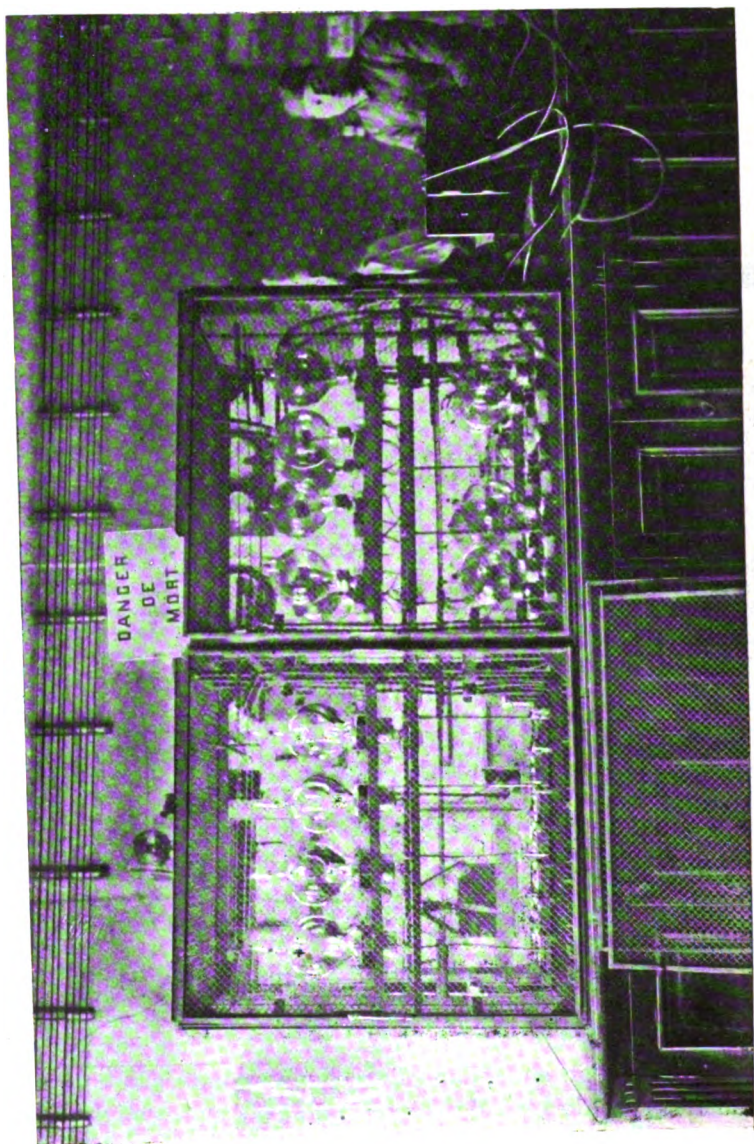


Fig. 3. — Vue du poste radiotéléphonique avant la mise en service de la lampe démontable Holweck.
 Dans la cage métallique : casier de gauche, lampes Neuveon ; casier de droite, lampes S. I. F. type B.

fussent par ailleurs les qualités des deux types de lampes ci-dessus. l'adoption définitive de leur emploi dans des conditions très différentes de celles correspondant à leurs caractéristiques techniques normales eût entraîné une consommation de lampes inadmissible. D'autre part, les autres modèles de lampes soudées de grande puissance existant en France ou à l'étranger ne pouvaient être utilisées qu'avec des tensions nettement supérieures à la tension de 5 000 volts dont on disposait.

C'est dans ces conditions qu'un nouveau type de lampe étudié et

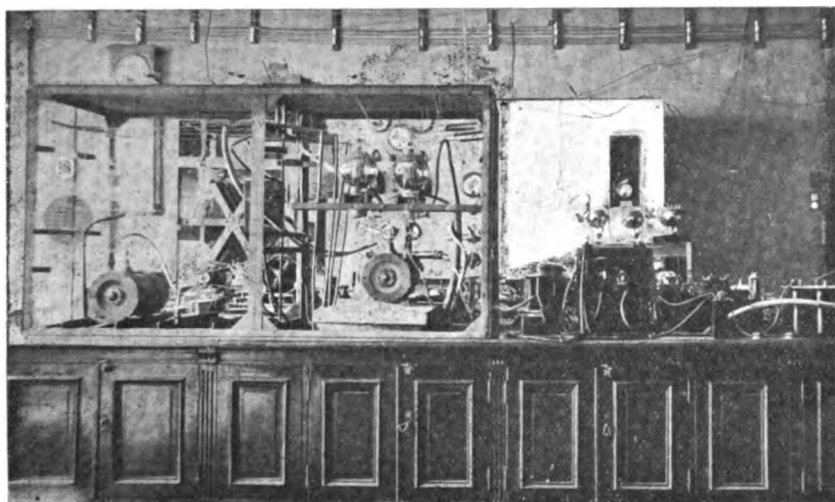


Fig. 4. — Vue du poste dans son état actuel.

Dans chaque casier de la cage métallique, une lampe Holweck montée sur sa pompe moléculaire ; dans le casier de droite, deux lampes excitatrices ; à droite, le circuit oscillant d'excitation ; au fond, les lampes de modulation. A gauche, derrière la cage, on entrevoit une partie de la self de plaque.

construit par M. Holweck a pu être, en mai dernier, mis en service normal aussitôt qu'essayé.

Lampe démontable Holweck. — La lampe Holweck ⁽¹⁾ est du type démontable, c'est-à-dire que les différentes pièces isolantes et métalliques, au lieu d'être soudées entre elles, sont réunies par des joints. L'anode est refroidie par une circulation d'eau et une pompe fonctionnant en permanence entretient le vide dans l'appareil.

Une telle lampe échappe donc à l'inconvénient capital des lampes

⁽¹⁾ Voir note de M. Holweck présentée par M. le général Ferrié à l'Académie des Sciences (séance du 16 juillet 1923).

ordinaires que la rupture ou fusion d'un organe quelconque, filament en particulier, ou la moindre diminution du degré de vide suffisent pour mettre hors service. L'expérience faite au poste de la Tour Eiffel depuis le mois de mai, au cours de laquelle chaque incident de fonctionnement survenu, presque toujours par suite d'une fausse manœuvre, s'est trouvé résolu par un simple remplacement du filament, a montré que la lampe Holweck est d'un emploi très économique et très sûr.

Les figures 5, 6 et 7 donnent de cette lampe une coupe et deux vues photographiques.

Les joints étanches et démontables sont constitués par des bagues A de caoutchouc exempt de matières volatiles et de soufre en excès. Ces bagues sont placées autour des pièces de verre B et C, plus haut que la base des tubes, et sont serrées par des brides formant presse-étoupe.

Le filament cylindrique en tungstène (longueur 36 cm, diamètre 0,05 cm, alimentation par deux moitiés en parallèle) est porté par deux tiges de nickel DE fixées dans la pièce métallique F. Une électrode isolée G sert à amener le courant à la tige E, l'autre extrémité D est réunie à la masse. La tension du filament est assurée par une tige de molybdène JH en deux parties, poussée par un ressort K. Un radiateur à ailettes augmente la surface de refroidissement de la tête.

La grille M en molybdène (fil de 0,04 cm) est une hélice de 1,8 cm de diamètre au pas de 0,3 cm. Elle est portée par un anneau fendu L entrant à frottement dans le tube B. Une électrode soudée N permet d'établir la communication électrique avec la grille.

La plaque est constituée par un cylindre de cuivre rouge (longueur 11 cm, diamètre 4,5 cm) refroidi par l'eau circulant entre les deux tubes O et P.

Un joint élastique permet les inégalités de dilatation qui se produisent entre ces deux tubes lorsque le tube O reçoit beaucoup d'électrons. Un thermomètre indique la température de l'eau à sa sortie.

Le courant de saturation est de 6 ampères environ pour un courant de chauffage de 36 ampères correspondant à une température de 2700° abs.

Le vide dans la lampe est entretenu en permanence par une pompe moléculaire hélicoïdale Holweck.

A cet effet, la lampe repose par la pièce de verre C sur le cône rodé Q de la pompe.

L'ensemble de la lampe et de la pompe moléculaire étant étanche,

Fig. 5. — Coupe schématique de la lampe Holweck.

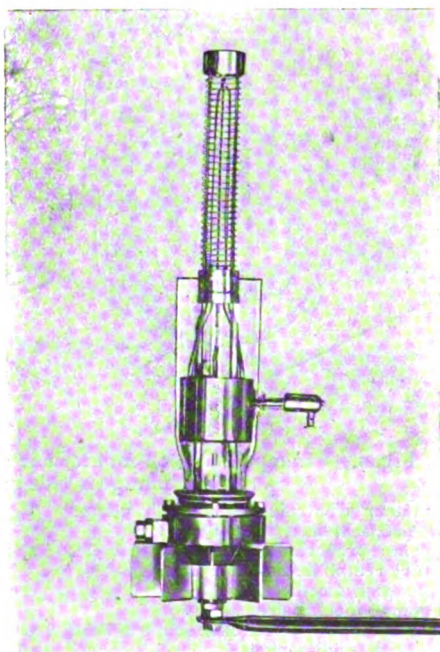
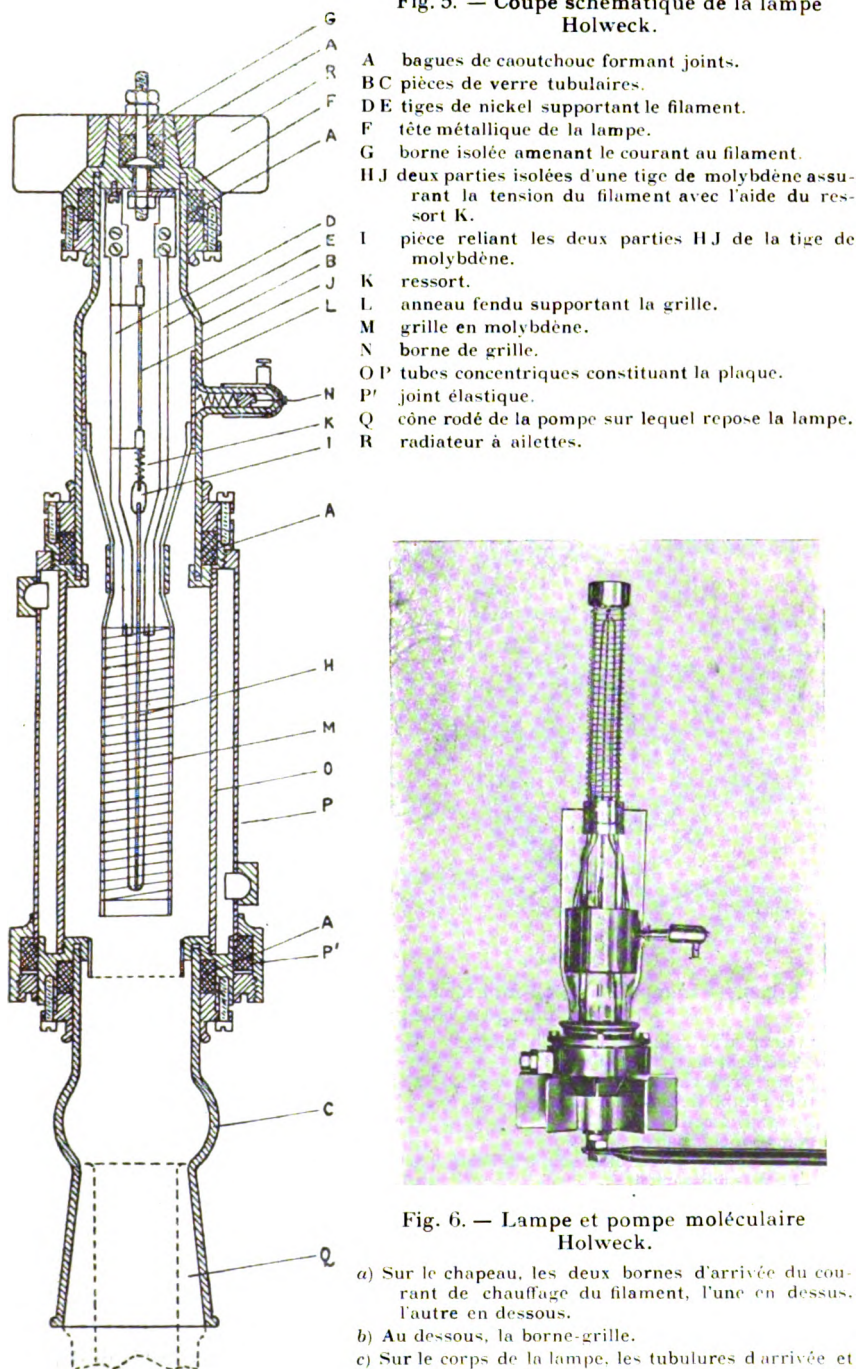


Fig. 6. — Lampe et pompe moléculaire Holweck.

le vide préparatoire peut n'y être fait que de temps en temps au moyen d'une pompe rotative simple.

La figure 8 indique la disposition d'ensemble présentée par la lampe Holweck, la lampe moléculaire et la pompe à vide préparatoire.

Pompe moléculaire Holweck ⁽¹⁾.

Le principe de la lampe Holweck est le même que celui de la

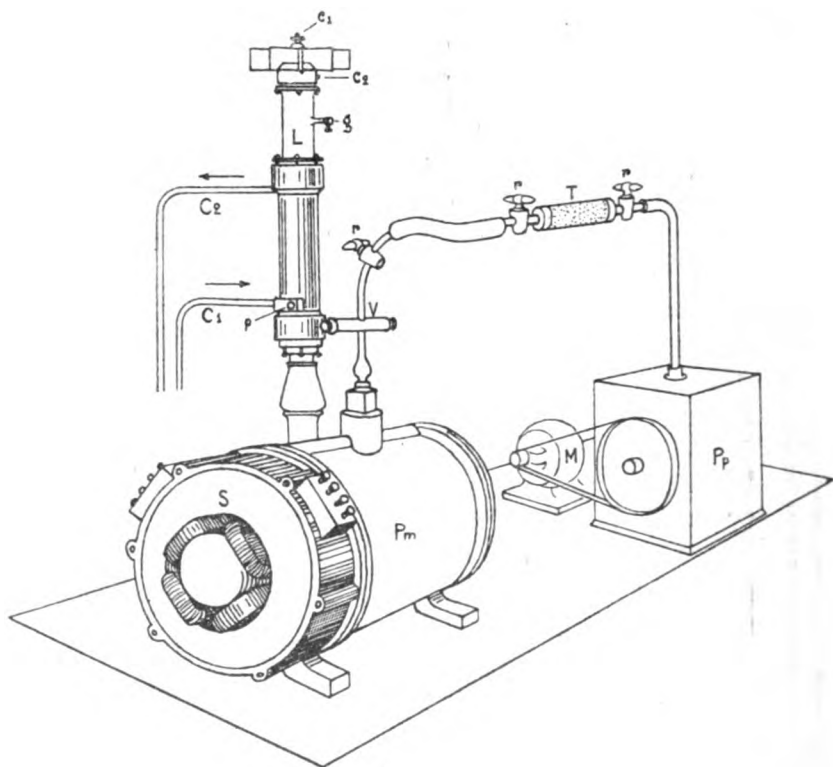


Fig. 7. — Lampe Holweck montée sur sa pompe moléculaire et reliée à la pompe à vide préparatoire.

M	moteur d'entraînement de la pompe préparatoire.	V	voyant permettant de se rendre compte du degré de vide.
P _p	pompe préparatoire dans un bac à huile.	S	station du moteur asynchrone diphasé entraînant la pompe.
T	tube rempli de matières desséchantes.	c, c ₂	bornes de chauffage du filament.
L	lampe Holweck.	g	borne grille.
P _m	pompe moléculaire.	p	borne plaque.
C, C ₂	canalisation d'entrée et de sortie de l'eau de refroidissement.	r, r	robinets de verre à vidage.

pompe de Gæde. Les molécules du gaz à pomper s'engagent dans un long canal dont une partie de la paroi se déplace à grande vitesse. Par

⁽¹⁾ Note de M. Holweck présentée à l'Académie des Sciences (séance du 2 juillet 1923).

chocs successifs sur cette paroi mobile, les molécules sont entraînées et finalement évacuées dans une pompe préparatoire. Pour un gaz ultrararéfié, c'est-à-dire à une pression telle que le libre parcours moyen soit grand devant les dimensions transversales du canal, une pompe moléculaire crée, entre l'orifice d'entrée du gaz et celui de sortie, un rapport de pression déterminé R et qui ne dépend que des dimensions de l'appareil et de la vitesse de la paroi mobile.

L'appareil (fig. 9) se compose d'un corps de pompe cylindrique C

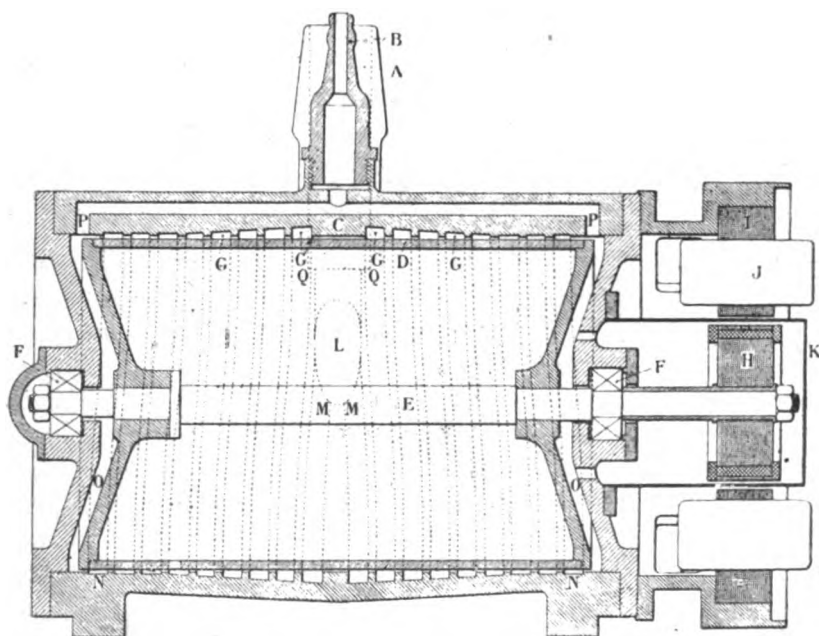


Fig. 8. — Coupe de la pompe Holweck.

dans lequel sont creusés deux canaux hélicoïdaux GG à pas contraire et de profondeur variable. Les filets les plus profonds se réunissent au milieu de la pompe et communiquent par un gros canal d'aspiration LA avec le récipient à vider. Les deux autres extrémités des hélices aboutissent au tube P qui conduit à la pompe préparatoire.

A l'intérieur de ce corps de pompe et à une très faible distance ($0,03\text{ mm}$) tourne autour de l'axe E un tambour cylindrique lisse D .

Deux roulements à billes FF supportent l'axe.

Le tambour qui est dans le vide préparatoire est mis en rotation sans lien mécanique au moyen d'un petit moteur asynchrone diphasé dont le rotor H est dans le vide et le stator I, J dans l'air. A cet effet, le

rotor est en bout de l'arbre et une cloche étanche K, en métal mince à haute résistance électrique, passe dans l'entrefer.

La vitesse normale de rotation est de 4500 tours par minute. Dans un vide préparatoire de dix baryes, le tambour met plus de quarante-cinq minutes à s'arrêter.

Plusieurs types de pompe ont été construits : dans tous ces types,

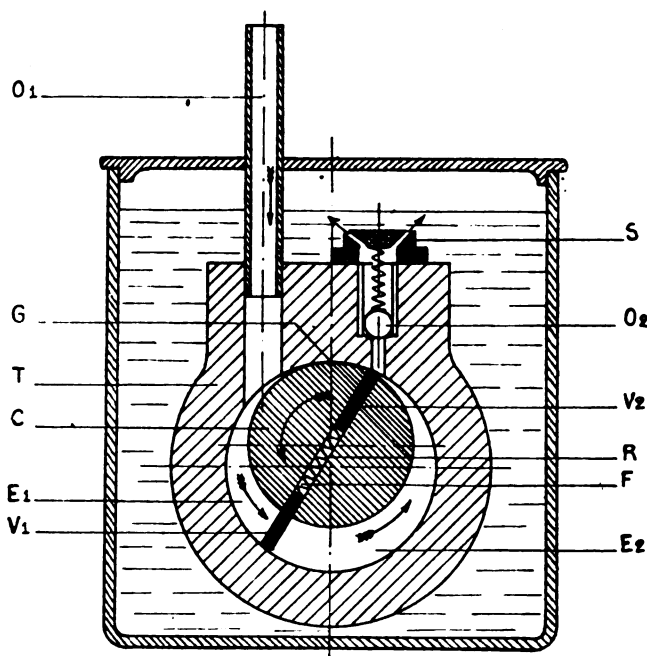


Fig. 9. — Coupe schématique de la pompe à vide préparatoire.

- | | | | |
|---------------------------------|----------------------------|---------------------------------|-----------------------|
| C | cylindre mobile. | O ₂ | orifice d'évacuation. |
| E ₁ , E ₂ | espaces à volume variable. | R | ressort. |
| F | fente du cylindre C. | S | soupape d'évacuation. |
| G | génératrice de contact. | T | tube corps de pompe |
| O ₁ | orifice d'aspiration. | V ₁ , V ₂ | volets mobiles. |

le diamètre du tambour D est de 15 cm, le pas de l'hélice est de 1,5 cm, la longueur du canal de 1,1 cm. Mais on a fait varier la profondeur des filets et la longueur du canal de façon à modifier le rapport R et le débit de la pompe.

Pompe à vide préparatoire. — La pompe à vide préparatoire est une pompe à palettes pouvant donner une pression limite de $\frac{1}{500}$ mm de mercure (type A I des Établissements Gaiffe-Gallot et Pilon).

Elle est rendue étanche et en même temps refroidie par immersion

dans un bac plein d'huile. Elle est entraînée par courroie par un moteur à courant continu 110v de un quart de HP tournant à 1800 tours (fig. 10).

Elle comprend essentiellement un cylindre C logé dans un tube T sur la paroi interne duquel il s'appuie suivant une génératrice G. A l'intérieur d'une fente F ménagée dans le cylindre, deux volets V_1 et V_2 peuvent glisser à frottement doux constamment repoussés contre la paroi du tube par un ressort R. Deux flasques appuyées à la fois sur les palettes et sur les bords du tube et du cylindre assurent l'étanchéité des deux espaces vides E_1 et E_2 .

Lorsque le cylindre tourne dans le sens de la flèche, la cavité E_1 augmente de volume et l'air est aspiré par l'orifice O_1 . En même temps, le volume de E_2 diminue et l'air est expulsé par l'orifice O_2 . Une soupape à ressort S se soulève pour l'expulsion puis se rabat aussitôt sur O_2 .

Montage d'émission.

Principe du montage. — Abstraction faite du système de modulation, le principe de montage de l'émission (fig. 1) est identique à celui appliqué dans la première installation radiotéléphonique de la Tour Eiffel.

Un groupe de deux lampes Neuvron, alimentées comme la lampe d'émission principale (lampe Holweck) sous 4 à 5 000 volts, entretient dans un circuit oscillant $L_4 C_4$, par l'intermédiaire d'une self de grille L_6 , des oscillations dont la fréquence correspond à la longueur d'onde fixée pour l'émission. Les oscillations de ce circuit sont transmises inductivement à la grille de la lampe principale par la self de couplage de grille L_5 .

Les variations de courant de plaque qui en résultent entretiennent à leur tour dans le circuit de l'antenne réglé en résonance avec le circuit d'excitation des oscillations de grande amplitude.

Les positions respectives des selfs L_4 , L_5 et L_6 peuvent être réglées de façon à satisfaire aux conditions optima de couplage : à cet effet, les selfs L_5 et L_6 ont même axe que la self L_4 et peuvent coulisser à l'intérieur de celles-ci parallèlement à cet axe.

Dans le montage à excitation indépendante ainsi réalisé, la longueur d'onde de l'émission, déterminée par la fréquence des oscillations du circuit fermé $L_4 C_4$ se maintient aussi constante que possible, quelles que soient les déformations de l'antenne sous l'action des forces extérieures. En outre, cette disposition permet en radiotéléphonie, de moduler la tension de grille entre de larges limites sans

risquer les décrochages momentanés d'oscillations auxquels on est exposé dans le cas du montage par autoexcitation.

Description. — Les lampes principales et d'excitation sont placées à l'intérieur d'une cage en treillis métallique à deux cases (fig. 4). Chaque case contient une lampe principale (lampe Holweck montée sur sa pompe moléculaire) et deux lampes d'excitation (Neuvron). On dispose ainsi de deux ensembles de lampes qui peuvent être mis en service alternativement. Par mesure de sécurité, les parois mobiles de la cage-support de lampes et les portes de la table-coffre sur laquelle elle repose, ne peuvent s'ouvrir qu'en coupant automatiquement, grâce à des contacts appropriés, l'excitation de la machine d'alimentation haute tension.

Les bobines de self L_4 , L_5 et L_6 sont enroulées en hélices sur des châssis de bois en forme de prisme à base carrée, qui peuvent coulisser à l'intérieur les uns des autres. Les caractéristiques de ces bobines sont données par le tableau ci-après :

	Côté du châssis.	Nombre de spires.	Diamètre du fil.	Pas de l'hélice d'enroulement.
L_4	26 cm	50	11/10 mm	5 à 6 mm
L_6	20 cm	35	12/10 mm	id.
L_5	14 cm	50	2/10 mm	id.

La capacité C_4 , qui constitue avec la self L_4 le circuit d'excitation, comprend un condensateur fixe au mica et un condensateur variable au pétrole.

Dans le circuit de grille des lampes d'excitation est intercalé un condensateur C_3 de $\frac{1}{100} \mu f$ shunté par une résistance R_3 de 3500 ohms. Cette disposition a pour effet d'augmenter notablement le rendement des lampes.

Le condensateur C_2 de $\frac{2}{100} \mu f$ empêche la source d'alimentation à haute tension continue de se trouver court-circuitée par la self L_4 . Il ne laisse passer que les courants de haute fréquence.

Le condensateur C_1 de $2 \mu f$, disposé entre la self de plaque L et la plaque de la lampe principale, joue un rôle analogue. Il est constitué par six blocs montés en série. Chacun de ces blocs comporte douze condensateurs au papier montés en parallèle. La répartition de la tension entre les blocs est assurée par des résistances de 5 000 ohms.

La self d'antenne L_1 comprend cinq spirales planes, formées chacune de trois rubans de cuivre en parallèle (épaisseur : 1 mm, largeur :

15 mm), disposées dans des plans verticaux parallèles et portées par un châssis en bois.

Ces spirales (10 spires, diamètre extérieur : 46 cm) sont montées en série et peuvent être mises en ou hors circuit par des interrupteurs. En outre, leurs distances entre elles peuvent être modifiées à volonté, ce qui permet un réglage précis du coefficient de self-induction totale.

Le condensateur d'antenne C est constitué par des éléments de condensateur au mica de $\frac{1}{10} \mu f$. qu'un jeu de commutateurs permet de grouper suivant les besoins.

Enfin les charges statiques de l'antenne sont dérivées par une self L_1 (19 bobines de 45 spires de fil de 3/10 mm, montée en série) dont l'impédance s'oppose d'autre part au passage des courants de haute fréquence.

Le montage d'émission est complété par un condensateur shunté par un groupe de lampes qui constitue la partie essentielle du dispositif de modulation. Ce condensateur shunté, intercalé dans le circuit de grille de la lampe principale, est réglé de manière à obtenir le meilleur rendement possible de la lampe en trait continu. Ce rendement est de l'ordre de 80 pour 100 pour une tension de 5 000 volts appliquée à la lampe. L'intensité du courant continu débité par la machine d'alimentation est alors de deux ampères, correspondant à 10 kilowatts fournis, et l'intensité dans l'antenne est de 35 ampères correspondant à une puissance de 8 kilowatts environ.

Modulation.

Le procédé du condensateur shunté ⁽¹⁾ employé pour la modulation a été déjà appliqué dans le montage du premier poste provisoire de la Tour Eiffel, pour moduler les oscillations de faible amplitude produites dans le circuit d'excitation. Toutefois, dans le nouveau poste, on module directement les oscillations de grande puissance entretenues par la lampe principale (fig 1).

Un condensateur au mica de $\frac{5}{1000} \mu f$ est intercalé dans le circuit de grille de cette lampe. Il est shunté par l'espace filament-plaque d'un groupe de six lampes dites modulatrices du type E_6 (S I F). Le courant produit dans le circuit du microphone par les vibrations acoustiques de la voix ou de la musique est amplifié successivement par deux

(1) Breveté par M. Beauvais.

étages d'amplification comportant le premier deux petites lampes ordinaires, alimentées sous 120 volts, le deuxième deux ou trois lampes E₄ sous 1 000 volts.

Le courant microphonique ainsi amplifié, agissant par l'intermédiaire d'un transformateur sur les grilles des lampes modulatrices dont il fait varier la tension, produit des variations de résistance de l'espace filament-plaque de ces lampes.

Les caractéristiques du circuit de grille de la lampe principale se trouvent ainsi modifiées suivant la forme du signal microphonique et il en résulte des variations de la tension et du courant moyens de plaque de cette lampe et par suite de l'amplitude du courant d'antenne, qui suivent la modulation.

Une pile intercalée dans le circuit de grille du groupe des lampes modulatrices permet de régler la tension constante de grille et par suite la valeur moyenne de la résistance du groupe, de manière à obtenir des variations linéaires et aussi étendues que possible de cette résistance. Dans ces conditions, la modulation obtenue est fidèle et intense. La tension de grille ainsi appliquée est négative et comprise entre — 20 et — 40 volts.

Aucune source d'alimentation continue n'est appliquée aux plaques des lampes modulatrices qui sont soumises seulement à la tension correspondant à la chute de tension du courant moyen de grille de la lampe principale le long de la résistance de l'espace filament-plaque des lampes modulatrices.

Le tableau ci-après donne les valeurs des principales caractéristiques correspondant à une émission radiotéléphonique normale.

	Caractéristiques au repos sans modulation.	Caractéristiques correspondant au maximum d'intensité antenne obtenu en cours de modulation.
Intensité dans l'an- tenne	22 a	32 a
Puissance dans l'an- tenne	3 150 w	6 650 w
Tension continue d'ali- mentation des pla- ques.	4 500 v	4 500 v
Lampe principale Holweck	Courant moyen	
	de la plaque . .	1,82 a
	Puissance fournie	
	à la lampe. . .	8 200 w
	Rendement in- trinsèque . . .	0,81
	0,75	

Lampe princ ^{le} Holweck	Courant moyen de grille. . . .	0,080	0,150
	Tension moyenne de grille. . . .	850 v	600 v
	Chauffage du filament	35 a sous 16 v	35 a sous 16 v
Lampe d'excitation	Courant moyen de plaque . . .	0,075	0,100
	Puissance fournie aux lampes (sous 4 500 v). .	340 w	450 w
	Chauffage des lampes	sous 20 v	sous 20 v

Dispositifs d'alimentation et accessoires.

L'énergie nécessaire pour le fonctionnement du poste est empruntée à diverses sources dans les conditions suivantes :

Les plaques des lampes principales et d'excitation (lampes Holweck et lampes Neuvron) sont alimentées par une génératrice à courant continu 5 000 volts, 2 ampères, tournant à 1 200 tours à la minute avec excitatrice 110 volts, 6 ampères 5 en bout d'arbre.

Cette génératrice est accouplée directement avec un moteur asynchrone monophasé 42 périodes 220 volts de 25 HP, lequel entraîne en outre, par l'autre extrémité de son arbre, une génératrice continue pouvant fournir 75 ampères sous 20 volts pour le chauffage des filaments.

Le même moteur peut faire tourner par courroie un groupe de deux génératrices accouplées directement. La première, de 200 ampères 20 volts, est utilisée à titre de secours pour le chauffage des filaments ou la charge des divers accumulateurs de chauffage; la seconde, de 25 ampères 110 volts, pour actionner les dispositifs de sécurité lorsque la batterie principale d'accumulateurs de la station n'est pas disponible.

Le chauffage des filaments est assuré :

a) Pour la lampe principale (35 ampères sous 16 volts environ), par l'une des deux génératrices 20 volts mentionnées ci-dessus.

b) Pour les lampes d'excitation (15 ampères sous 20 volts), par une batterie d'accumulateurs de 20 volts, 200 AH.

c) Pour les lampes modulatrices (18 ampères sous 5 volts 5), par une batterie de 8 volts, 300 AH.

**

d) Pour les lampes de chaque étage d'amplification par des batteries de 6 volts, 150 AH.

La tension continue de plaque des lampes du dernier étage d'amplification (1000 volts environ) est fournie par une génératrice 1500 volts 0 ampère 6, entraînée à 3400 tours à la minute par un petit moteur continu 110 volts.

Dispositifs accessoires. — La sécurité du personnel et du matériel, le contrôle du bon fonctionnement de l'émission et de la modulation exigent un certain nombre de dispositifs accessoires qui, en raison de leur grand nombre, n'ont pu être représentés sur le schéma de montage. Ils comprennent soit des organes de sécurité proprement dits, agissant automatiquement dans des conditions déterminées, soit des appareils de contrôle ou de mesure.

Nous indiquons ci-après les principaux dispositifs.

1° Pour la génératrice d'alimentation : 5000 volts :

a) Fusibles placés près de la machine.

b) Capacité de 20/1000 microfarad (condensateur au mica) aux bornes de la machine et self de choc protégeant la machine contre les courants de haute fréquence.

c) Disjoncteur coupant l'excitation de la génératrice 5000 volts lorsque le débit dépasse deux ampères.

2° Pour la lampe principale (lampe Holweck) :

a) Fusibles intercalés dans le circuit plaque.

b) Relais coupant le chauffage du filament lorsque la tension aux bornes du filament excède 20 volts, ainsi que dans tous les cas où le vide devient insuffisant (d'où risque de fusion ou d'usure rapide du filament), par exemple tant que le moteur d'entraînement de la pompe moléculaire n'a pas atteint sa vitesse de régime ou lorsqu'il vient à s'arrêter.

c) Voyant en verre permettant, par l'aspect de la décharge d'une bobine de Ruhmkorff dans le vide préparatoire, de se rendre compte approximativement du degré de vide. Ce voyant sera remplacé ultérieurement par un dispositif automatique qui coupera le chauffage quand le vide descendra au-dessous d'une valeur donnée.

d) Indicateur de débit permettant de vérifier constamment la circulation de l'eau de refroidissement de la lampe.

Organisation et Contrôle de l'émission radiotéléphonique.

Les microphones utilisés pour les émissions radiotéléphoniques ont été jusqu'à présent de simples microphones à grenaille spécialement choisis. Ces microphones sont placés soit dans une salle de la

station, pour la lecture des bulletins météorologiques ou des cours financiers et commerciaux, soit dans une salle située dans le pilier nord de la Tour Eiffel pour les radioconcerts.

Dans les deux cas, le microphone est suspendu par caoutchouc ou tenu à la main à distance convenable du « speaker » ou de l'instrument.

Les deux salles dont il s'agit sont reliées avec le poste, chacune par deux circuits téléphoniques directs.

L'un de ces circuits sert d'intermédiaire entre le microphone et les appareils radiotéléphoniques.

L'autre relie le « speaker » à l'opérateur chargé du réglage de l'émission. Ce dernier peut ainsi demander pour le réglage la lecture d'un texte ou la diction de quelques groupes de chiffres, et faire des observations relatives à la modulation au départ.

Un dispositif très simple lui permet d'ailleurs d'écouter directement, soit à l'entrée soit à la sortie du premier étage d'amplification. En outre, il peut contrôler de sa place l'émission radiotéléphonique elle-même, au moyen d'une boîte de réception à galène disposée près de l'antenne. Il est donc facile à l'opérateur de comparer la modulation avant et après passage dans les appareils de haute fréquence et de localiser les défauts s'il y a lieu.

Enfin des indications précieuses, tout au moins au point de vue de l'intensité de la modulation, lui sont fournies par l'observation des appareils de mesure intercalés dans les différents circuits.

Résultats obtenus. — Malgré les incidents de fonctionnement qui sont venus, durant la période d'essais qui se termine à peine, troubler à diverses reprises les émissions régulières, les résultats obtenus avec la nouvelle installation radiotéléphonique de la Tour Eiffel ont été très satisfaisants.

D'après les renseignements recueillis jusqu'à ce jour, ces émissions sont, en effet, normalement entendues dans toute la France, même pendant la saison chaude, ainsi que dans les pays limitrophes, en Afrique du Nord, en Tchéco-Slovaquie, etc.

Commandant L. JULLIEN.

RÉCEPTIONS RADIOTÉLÉPHONIQUES SUR TRAINS EN MARCHÉ

Par M. SAGLIO, Capitaine de Corvette

La Compagnie des Chemins de fer d'Orléans étudie depuis un certain temps les possibilités d'application de la télégraphie ou de la téléphonie sans fil à l'exploitation des chemins de fer.

Entre temps, les services techniques de la Compagnie ont pensé à faire profiter les voyageurs des grands express des communiqués et des concerts émis par les stations de Broadcasting françaises.

Le problème est pour la France encore assez délicat. Il n'existe que trois stations faisant des émissions régulières, et ces trois stations sont toutes groupées dans la région parisienne. Or, le réseau de la Compagnie d'Orléans s'étend à 600 kilomètres de Paris. Pour qu'une installation de ce genre soit intéressante, il faut que les émissions puissent s'entendre sinon aux limites extrêmes du réseau, du moins à une distance de 300 à 400 kilomètres de Paris.

Les essais ont commencé en décembre 1922 sur une des confortables voitures fumoirs que les habitués de la ligne Paris-Bordeaux connaissent bien. Ces voitures ont 23 mètres de longueur entre tampons. L'installation, qui a subi de nombreuses retouches depuis le début des essais, est actuellement la suivante :

Antenne et prise de terre. — La longueur utilisable pour l'installation de l'antenne est de 20 mètres environ.

Cette antenne comprend trois fils tendus horizontalement à 20 c/m de la toiture du wagon. Ils sont réunis à une extrémité à une descente commune qui pénètre dans la voiture par une entrée étanche. L'autre extrémité des fils est isolée.

L'antenne est en câble de 3 m/m² de cuivre à fort isolement en caoutchouc. Elle est supportée tous les deux mètres environ par des colonnettes en ébonite.

Il est essentiel que l'antenne soit en fil isolé et que les jonctions soient elles-mêmes bien isolées, car une antenne en fil nu perd assez vite son isolement par suite des dépôts de suie venant de la fumée des locomotives.

Une prise de terre est faite sur un boulon d'un boggie. Cette prise de terre a été utilisée tout d'abord pour la réception. Nous l'avons

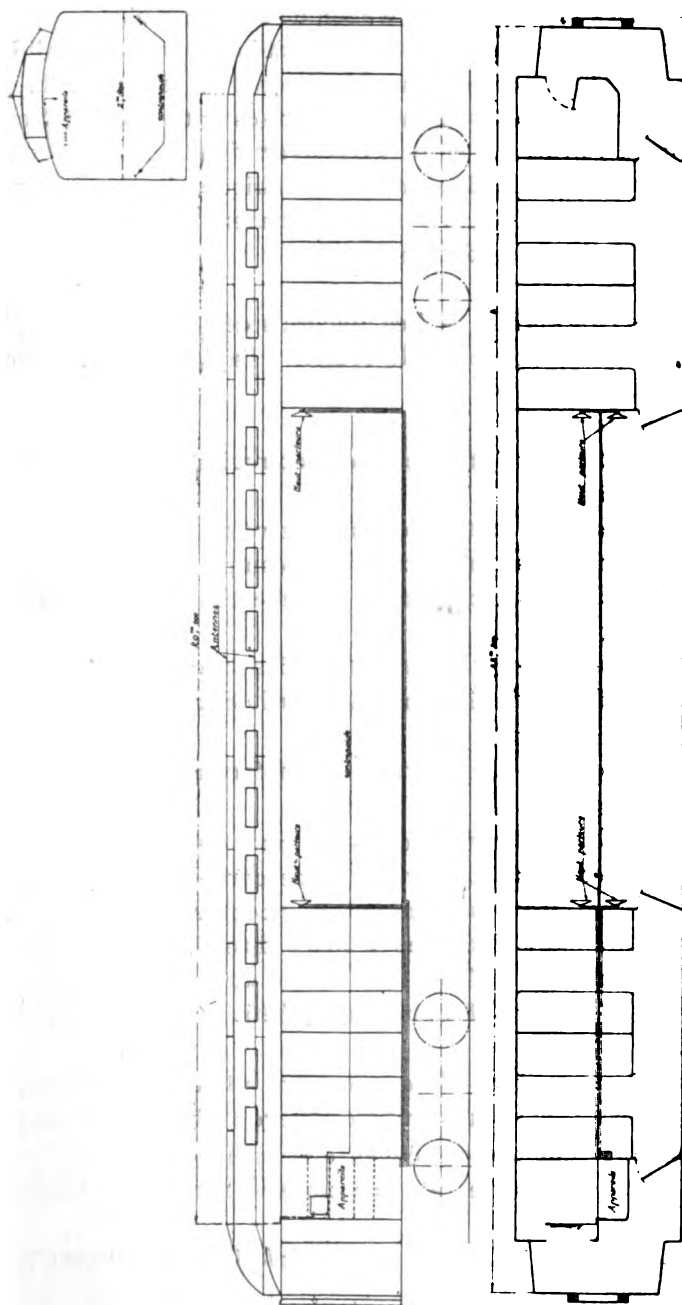


Fig. 1.

remplacée par un contrepoids formé de deux fils bien isolés noyés dans les boiseries intérieures du wagon de chaque côté.

L'antenne ainsi constituée a une capacité d'environ 0,3 millièmes de microfarad. Elle permet sur un résonateur du type T. M. 2 l'accord sur les longueurs d'onde comprises entre 300 et 3 000 m.

Le toit de la voiture est en bois recouvert de toile, on peut donc le considérer comme isolant. Les parties métalliques du wagon communiquant directement avec la terre se trouvent à environ 50 centimètres des brins latéraux de l'antenne.

Appareils de réception. — Les appareils de réception sont placés dans une armoire à l'extrémité du couloir à l'aplomb de la descente d'antenne.

Ils comprennent :

1° Un résonateur type marine à deux circuits de la Société française radioélectrique ;

2° Un amplificateur haute fréquence dérivé du L¹ de la télégraphie militaire. Cet amplificateur à six lampes comporte quatre étages de haute fréquence à transformateurs à fer, une lampe détectrice et un étage de basse fréquence.

Cet amplificateur sert à la réception des longueurs d'onde supérieures à 1 200 mètres. Il a été construit par la Société française radioélectrique ;

3° Un amplificateur à six lampes à transformateurs à fer pour les petites longueurs d'onde ;

4° Un amplificateur basse fréquence à trois étages du type Société française radioélectrique. Le dernier étage comporte quatre lampes en parallèle, chaque lampe actionnant un récepteur haut-parleur.

Des commutateurs bipolaires à deux directions permettent de relier le résonateur à l'entrée de l'un ou de l'autre des amplificateurs haute fréquence, et l'amplificateur basse fréquence à la sortie de l'un ou de l'autre.

Les amplificateurs haute fréquence sont alimentés par un groupe de deux batteries 4 volts, 150 ampères-heure et 80 volts, 3 ampères-heure. L'amplificateur basse fréquence est alimenté par une batterie 4 volts, 150 ampères-heure, et une batterie 120 volts, 3 ampères-heure.

Les batteries sont logées à l'étage inférieur de l'armoire des appareils.

Une boîte à jacks permet de brancher un casque à la sortie des amplificateurs haute fréquence pour le réglage sur la longueur

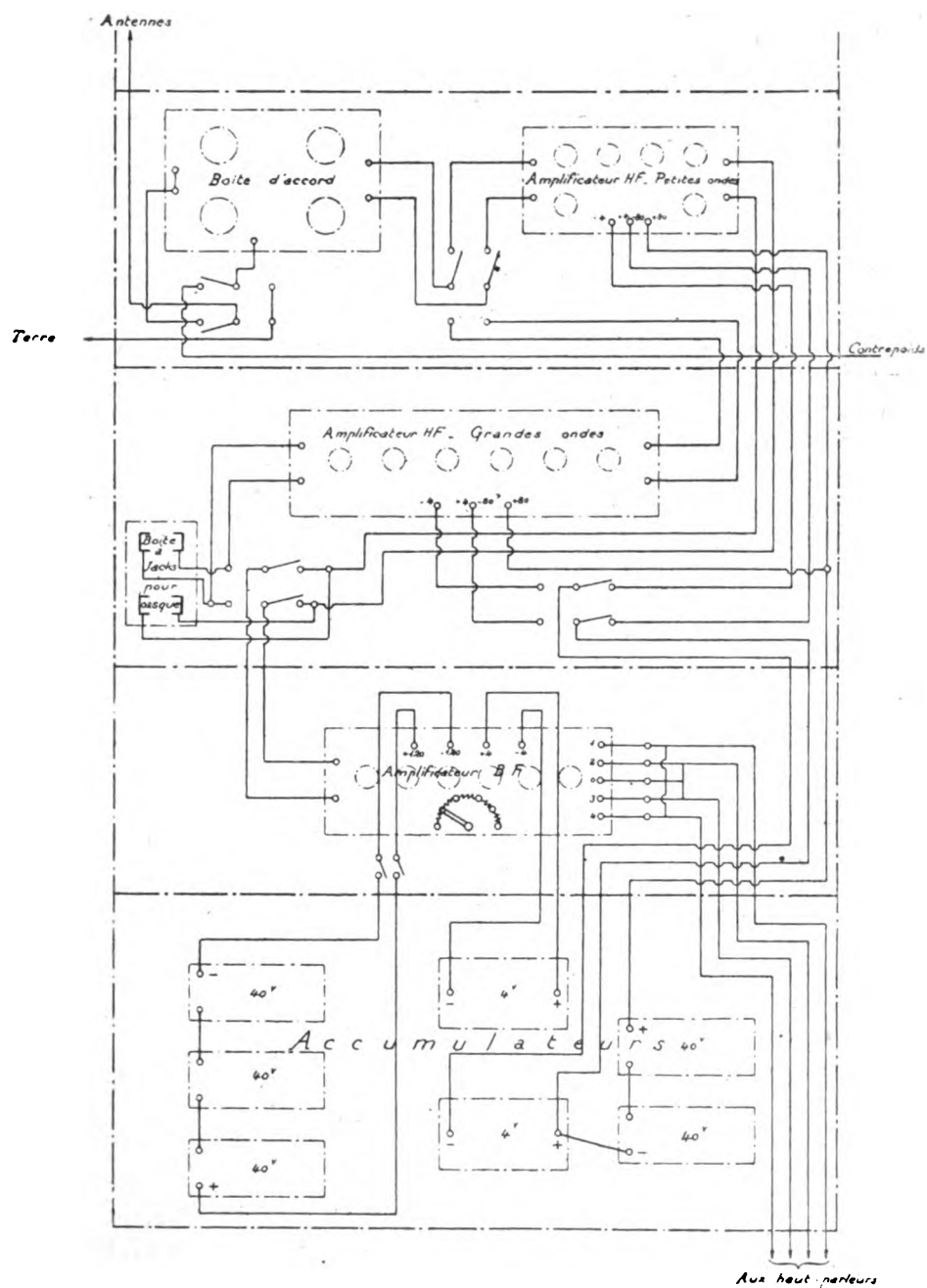


Fig. 2.

d'onde. Ce réglage une fois fait, on ferme le bipolaire qui commande l'amplificateur basse fréquence, lequel actionne les haut-parleurs.

Récepteurs haut-parleurs. — Les récepteurs haut-parleurs sont montés dans le compartiment fumoir dont les dimensions sont $8\text{ m} \times 2\text{ m. }80$. Ils sont au nombre de quatre disposés par paire à chaque extrémité du compartiment.

Ce sont jusqu'ici des diffuseurs Pathé Société française radio-électrique montés sur cadres amortisseurs.

Cet ensemble a une bonne sensibilité, inférieure cependant à celle de certains dispositifs plus récents.

Les amplificateurs haute fréquence que nous utilisons ont l'un une sensibilité optimum pour 2 200 mètres de longueur d'onde avec une plage de bonne sensibilité allant de 1 200 à 5 000 mètres, l'autre à une sensibilité optimum pour 500 mètres avec une bonne sensibilité de 300 à 800 mètres.

Nous pouvons ainsi recevoir toutes les ondes utilisées actuellement en France pour la radiotéléphonie d'information, par la simple manœuvre d'un commutateur, en évitant le réglage des circuits de haute fréquence, réglage qui, pour un amplificateur à quatre étages, eut été assez délicat.

Or le but que nous avons cherché à atteindre est la réalisation d'un ensemble pouvant être manœuvré par un employé quelconque non spécialiste.

Le réglage se réduit ici à celui de la boîte d'accord à deux circuits, réglage déterminé à l'avance suivant les postes à recevoir.

Essais et résultats. — Les difficultés que nous avons rencontrées proviennent en grande partie des faibles dimensions de l'antenne et de sa position entre les deux nappes de fils télégraphiques qui bordent la voie.

La hauteur effective de l'antenne est comprise entre 40 et 50 centimètres. Nous sommes donc obligés d'avoir une très forte amplification. Dans ces conditions, les secousses du train, si bien amortie que soit la suspension des appareils, provoquent des vibrations des électrodes des lampes, modifiant leurs positions relatives et occasionnant, par suite de la forte amplification, des bruits dans les récepteurs. L'intensité de ces bruits varie avec l'état de la voie, les terrains sur lesquels elle est établie. Aux passages en courbe, on entend un bruit particulier reproduisant le frottement du boudin de la roue sur le rail.

Les dispositions particulières de la voiture 1326 nous ont conduit à placer les appareils à un bout de couloir. Il vaudra mieux, si c'est possible, les placer au milieu du wagon, à égale distance des axes des boggies.

En dehors de ces bruits d'origine mécanique, on reçoit une foule de parasites d'origine électrique :

1° D'abord la friture normale du poste émetteur.

Cet inconvénient n'est pas particulier à la réception sur train. Elle est d'ailleurs couverte par la modulation et ne gêne pas l'audition.

2° Les harmoniques provenant des postes à arc de grande longueurs d'onde voisins du poste de réception.

Sur le trajet Bordeaux-Paris, les postes de Saint-Pierre-des-Corps et Croix-d'Hins sont particulièrement gênants.

3° Au voisinage des gares et des sémaphores, les courants de retour par le rail des sonneries trembleuses. Lorsque l'antenne est reliée à la terre, les parasites provenant de là sont assez intenses. L'emploi du contrepoids les élimine en grande partie, et les éliminerait complètement si le contrepoids n'avait qu'une capacité très faible par rapport à la terre.

4° Les différentes inductions produites sur l'antenne par les nappes de fils télégraphiques, provenant soit des courants télégraphiques eux-mêmes, soit des courants induits sur ces fils par des secteurs de distributeurs voisins, soit enfin par les décharges atmosphériques provenant de régions même éloignées.

5° L'induction produite sur l'antenne par la dynamo d'éclairage de la voiture ou des voitures voisines.

Les harmoniques de denture et de collecteur qui ont une fréquence acoustique sont transmises à l'antenne par les circuits d'éclairage.

Lorsque le train démarre et a pris une certaine vitesse, on entend l'enclanchement de la dynamo et le ronflement des harmoniques.

L'induction est à peu près la même que les lampes soient allumées ou éteintes, l'interrupteur général étant unipolaire.

Nous avons essayé d'atténuer les effets de cette induction en plaçant aux bornes de la dynamo un condensateur de grande capacité (12 microfarads).

Mais on entend encore les dynamos des wagons voisins.

Toutes ces causes ont pour effet, lorsqu'aucun poste ne parle, de produire une friture intense assez désagréable.

Lorsqu'un poste parle avec une certaine puissance, ces fritures sont couvertes la plupart du temps, et sont assez supportables dans des haut-parleurs.

En somme la réception, comme toujours, dépend du rapport $\frac{\text{réception utile}}{\text{réception parasite}}$.

Étant donné que dans l'état actuel de la télégraphie sans fil, on n'a pas encore réalisé l'élimination des parasites dans la réception des ondes modulées, on voit qu'il n'y a pas intérêt à augmenter outre mesure la sensibilité, car on ne ferait pas varier le rapport $\frac{\text{réception utile}}{\text{réception parasite}}$ et on finirait par obtenir une cacophonie. Il semble qu'à ce point de vue, nous soyons déjà arrivés à la limite de sensibilité permise.

La réception dépend donc uniquement de la puissance et de la distance du poste émetteur qui doit fournir à la réception une intensité suffisante pour couvrir les parasites qui eux ont une intensité moyenne à peu près constante.

Le poste actuel de la Tour Eiffel fonctionnant normalement avec 4 ou 5 kilowatts est entendu fortement en haut-parleur à 350 km de Paris, c'est-à-dire un peu plus loin que Pôitiers.

Le poste de Levallois (Société française radioélectrique) est entendu à une distance de 150 à 180 km lorsqu'il s'agit de musique. Toutefois, pour comprendre distinctement la parole, il faut être à 100 ou 120 km.

Il en est de même du poste des P. T. T. dont on distingue cependant la parole mieux que pour les précédents.

La réception de ces différents postes s'affaiblit légèrement lorsque le train traverse de hautes futaies ou que la ligne est en tranchée profonde. Elle disparaît à peu près complètement sous les tunnels.

En résumé, des postes de la puissance de celui de Radiola ou des P. T. T. peuvent se faire entendre d'un train en marche en haut-parleur à une distance de 120 à 150 km.

Des postes comme celui de la Tour Eiffel (4 à 5 kw) peuvent se faire entendre à 300 ou 350 km.

Pour les raisons exposées plus haut, il ne nous paraît pas possible, en l'état actuel de la télégraphie sans fil, d'obtenir une augmentation sensible de portée en améliorant l'ensemble récepteur. L'amélioration ne peut venir que des postes émetteurs en augmentant leur puissance. Si on limite leur puissance à 1 kw environ, il faut avoir des postes émetteurs tous les 200 ou 250 km.

Dans ces conditions, on pourra rester en communication permanente avec un train en marche.

La qualité de la réception pourra laisser quelquefois à désirer, mais pour être juste, il faut reconnaître que même avec un poste

établi à la campagne à 200 ou 300 km de Paris, loin de toute cause de trouble et avec une antenne assez développée pour obtenir une sensibilité comparable à celle que nous avons sur train, il arrive bien souvent que la réception est défectueuse sans que le poste récepteur puisse être mis en cause.

Des essais prolongés que nous avons faits ces derniers temps à la campagne à 250 km de Paris nous ont montré que les postes émetteurs eux-mêmes n'avaient pas une régularité parfaite dans leur fonctionnement.

Réception sur cadres. — Nous avons essayé la réception sur cadre. Le résultat n'a pas été meilleur que sur antenne. Si certaines inductions parasites semblent éliminées, la réception utile est aussi plus faible et finalement le rapport $\frac{\text{réception utile}}{\text{réception parasite}}$ semble être le même que dans la réception sur antenne.

Le cadre a, d'autre part, des effets de direction trop marqués et il serait difficile de le maintenir constamment dans la position de réception optimum.

Utilisation. — Si nous nous plaçons uniquement au point de vue de la transmission des nouvelles de presse et des concerts aux voyageurs des express, il est évident que l'utilisation dans les conditions actuelles serait assez faible, si on ne pouvait compter que sur les postes de la région parisienne.

Mais on voit déjà se dessiner un mouvement de décentralisation dans le broadcasting français. A l'occasion de la grande semaine maritime, la station de Croix d'Hins à Bordeaux a inauguré un service radiotéléphonique, et on nous fait espérer que ce service deviendra permanent.

Nous n'avons pas encore reçu de renseignements sur les caractéristiques de ce poste, mais, d'après une audition que nous avons reçue dans la région de Tours, sa puissance serait du même ordre que celle de Radiola (Société française radioélectrique).

Si le service de ce poste devenait permanent, l'utilisation d'un poste de réception sur les express de Paris-Bordeaux serait doublée.

Commandant SAGLIO.

QUELQUES MÉTHODES DE MESURE QUE L'AMATEUR DE T. S. F. DOIT CONNAITRE

Par M. A. CLAVIER

La Société des Amis de la T. S. F. poursuivant son but d'éducation scientifique, a songé à présenter, à l'occasion de l'Exposition de télégraphie sans fil du Champ de Mars, quelques expériences illustrant les méthodes de mesures les plus courantes en radiotélégraphie, et les plus simples. Elle pense ainsi rendre service à tous les amateurs qui, un peu désorientés parfois par une vulgarisation qui s'égare souvent dans un amas de « recettes », cherchent à s'initier aux véritables procédés de recherche, et aux principes qui régissent l'application de l'électricité aux radio-communications.

I. — MESURES PAR ONDEMÈTRE

Les ondes électromagnétiques ont pour effet d'engendrer au poste récepteur, des courants périodiques caractérisés par deux qualités principales : la fréquence et la puissance. La fréquence du courant produit est la même que celle de l'onde incidente. Mais cette onde se propage avec une vitesse constante ; il s'ensuit qu'elle parcourt pendant le temps d'une période, une longueur qui lui est propre : c'est la longueur d'onde, dont la notion est plus répandue que celle de la fréquence. La longueur d'onde, qui s'exprime en mètres, est reliée à la fréquence par la formule :

$$\lambda^m = V \times \frac{1}{N}$$

qui exprime sans difficulté que pendant le temps $\frac{1}{N}$ que dure une période, l'onde à la vitesse V (même vitesse de propagation que la lumière : 3.10^8 mètres par seconde) parcourt λ mètres. Les ondes employées couramment à ce jour vont de 50 à 20.000 mètres de longueur d'onde.

La mesure des longueurs d'ondes est une opération fondamentale. Elle se fait à l'aide d'un appareil préalablement étalonné, qu'on appelle ondemètre, et dont l'élément constitutif le plus important est un circuit oscillant (fig. 1).

Dans un circuit oscillant, la bobine de self et le condensateur présentent des propriétés électriques analogues à l'inertie et l'élas-

ticité mécaniques. Leurs effets, qui dépendent de la fréquence du courant excité, sont en opposition de phase et la variation de ces effets avec la fréquence vont en sens inverse. On conçoit qu'un tel circuit, soumis à l'action d'une onde incidente de puissance constante, mais de fréquence variable, sera parcouru par des courants d'intensité très variable : cette intensité passe par un maximum très accusé quand l'onde a une certaine longueur d'onde, qu'on appelle longueur d'onde propre du circuit oscillant. A ce moment, dit de résonance, les effets

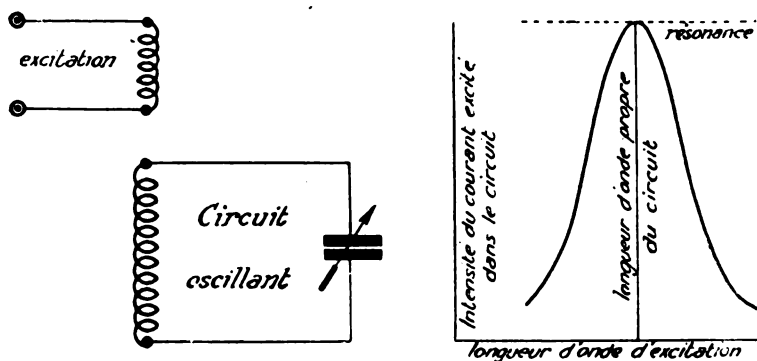


Fig. 1. — Représentation schématique de l'intensité du courant excité par une force électro-motrice H F d'amplitude constante et de fréquence variable.

de la self et de la capacité se compensent exactement, et le courant n'est limité que par la résistance offerte par le circuit au courant de haute fréquence.

La longueur d'onde propre d'un circuit oscillant est donnée en fonction de l'inductance L de la bobine exprimée en microhenrys et de la capacité C exprimée en millimicrofarads par la formule :

$$1) \quad \lambda_m = 60 \sqrt{L_{\mu H} C_{m\mu F}}$$

Si, en soumettant un circuit déterminé à l'action d'une onde de fréquence variable, on repère aisément la variation de l'intensité du courant produit, on peut de même, pour une onde donnée, faire varier la longueur d'onde propre du circuit de mesure et mettre en résonance ce dernier avec l'onde incidente. Cette variation de longueur d'onde propre se fait en faisant varier l'un des éléments constitutifs qui entre dans la formule (1) self ou capacité.

Si, enfin, pour chaque position de l'élément variable, on connaît la longueur d'onde propre du circuit oscillant de mesure, on pourra ainsi repérer la longueur d'onde incidente. Il faut donc disposer d'un circuit étalonné. Pour l'étalonnage, on peut recourir soit, approxi-

mativement, au calcul (formule 1), soit à la comparaison avec un ondemètre déjà étalonné (ou par la réception d'ondes de longueurs connues), soit, de manière absolue, par l'une des méthodes de laboratoire dont la meilleure est celle du multivibrateur.

Ainsi, un circuit oscillant, pourvu qu'il comprenne un appareil indicateur du courant, et qu'il soit étalonné, permet la mesure de la longueur d'onde de l'onde incidente. Mais à cet appareil de mesure *récepteur*, il est indispensable d'adjoindre un appareil générateur d'ondes locales peu puissantes, mais dont la longueur d'onde soit variable à volonté. On y parvient aisément en excitant un circuit oscillant à l'aide d'un vibreur, qui fait passer dans la self du circuit oscillant un courant périodiquement et brutalement variable. Le circuit oscillant est ainsi excité périodiquement et vibre selon sa longueur d'onde propre : c'est un petit générateur local d'ondes amorties de longueur d'onde connue.

Les ondemètres (ou contrôleurs d'ondes) n'ont, en général, qu'un circuit oscillant pouvant servir de récepteur ou d'émetteur à volonté.

Les deux modèles les plus courants de contrôleurs d'ondes diffèrent par l'appareil indicateur de courant.

Dans le premier (fig. 2), le circuit oscillant comprend une petite lampe à incandescence *A* dont l'éclat passe par un maximum à la résonance. Il est avantageux, au

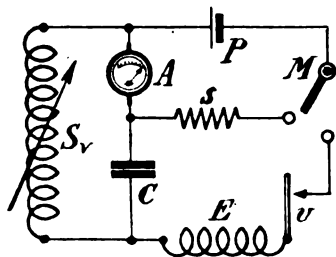


Fig. 2. — Ondemètre à lampe.

point de vue de la sensibilité, de porter cette lampe à un éclat préalable, grâce à une pile locale *P* dont le débit est réglé par une résistance *S*. D'autre part, un électro-aimant *E* peut actionner une lame vibrante *V* quand le commutateur *M* est convenablement placé. L'inductance du circuit oscillant est alors parcourue par un cou-

rant périodiquement, et brutalement coupé par le vibreur. Le circuit devient alors un petit générateur d'ondes amorties dont la longueur d'onde est la longueur d'onde propre du circuit oscillant.

Un tel ondemètre peut être à capacité ou à self variable. La self variable est alors constituée par deux bobines en série, dont la plus petite tourne à l'intérieur de l'autre (variomètre); l'inductance de l'ensemble varie selon la position mutuelle des bobines, l'induction mutuelle de ces dernières passant d'une valeur maximum qui s'ajoute

à l'inductance des bobines ou s'en retranche (plans des spires parallèles), à une valeur nulle (plans des spires à angle droit).

La lampe à incandescence peut être remplacée par tout autre appareil thermique indicateur de courant. Cet appareil peut éventuellement porter une aiguille et être gradué.

Le deuxième modèle d'ondemètre se sert du téléphone comme indicateur de courant. Si le téléphone a l'inconvénient de ne pouvoir indiquer en grandeur l'intensité qui le parcourt, il est, par contre, joint à l'oreille, un instrument d'une sensibilité et d'une commodité précieuses.

L'ondemètre à téléphone renferme comme organes essentiels (fig. 3): un circuit étalonné à capacité variable; un circuit de choc pour trans-

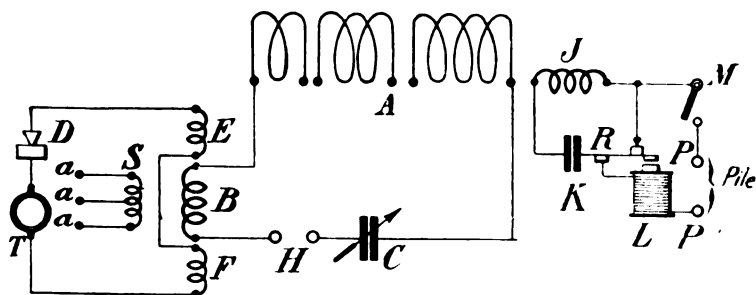


Fig. 3.

former le contrôleur en émetteur local, comme précédemment; un circuit d'écoute qui comprend le détecteur et le téléphone; une petite bobine S qui peut être intercalée dans une antenne.

1° Circuit étalonné. — Le circuit étalonné se compose d'une inductance et d'une capacité variable; l'ensemble forme un circuit oscillant ayant une longueur d'onde propre variable selon la valeur de la capacité mise en jeu.

L'inductance est formée par la réunion de deux bobines A et B placées généralement dans des plans perpendiculaires. La plus importante de ces bobines, A (fig. 3), est divisée en deux ou trois sections, et un commutateur permet de prendre une, deux ou les trois sections ensemble; le commutateur est disposé de façon à isoler complètement les sections qui ne servent pas. La figure 4 représente schématiquement un modèle de ces commutateurs. Un index ou un repère solidaire du bouton de manœuvre du commutateur indique à chaque instant le nombre des sections en circuit.

La capacité est constituée par un condensateur à air dont l'armature mobile est commandée par un bouton moleté. Un index fixé à ce bouton indique sur un cadran divisé la position de l'armature mobile.

Le cadran divisé porte plusieurs graduations : la première, en degrés, ou en parties proportionnelles, sert de repère; les autres, en nombre égal à celui des sections de la bobine, portent une gradua-

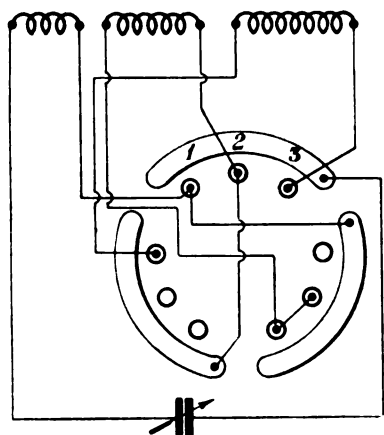


Fig. 4.

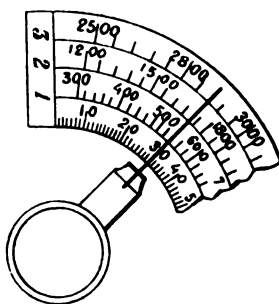


Fig. 5

tion en longueurs d'ondes (fig. 5). Les numéros des échelles correspondent aux numéros du commutateur de la bobine A.

La capacité du condensateur à air peut être déterminée en fonction des divisions de la graduation du repère et reportée sur une abaque pour servir aux mesures de capacité indiquées plus loin.

Le circuit oscillant peut être coupé en retirant la barrette H. Cette coupure sert à intercaler une inductance additionnelle que l'on veut mesurer.

2° Circuit de choc. — Le circuit de choc J (fig. 3) agit par induction sur le circuit étalonné, soit directement sur la bobine principale A, soit sur une bobine spéciale en série avec A.

Dans quelques appareils, la bobine de choc J est mise en série avec une capacité fixe K, de plusieurs microfarads, et l'ensemble est monté en dérivation entre le ressort et la pointe du vibreur R (fig. 3). Un interrupteur M sert à fermer le circuit de la pile lorsqu'on veut actionner le vibreur. Dans ce dispositif, le condensateur K se

charge et se décharge au travers de la bobine J, quand le vibreur ouvre et ferme le circuit.

Dans le plus grand nombre de contrôleurs, la bobine de choc J (fig. 6) est en série avec l'électro du vibreur, de sorte qu'à l'ouverture du circuit, lorsque la vis de contact V quitte le ressort R, une variation

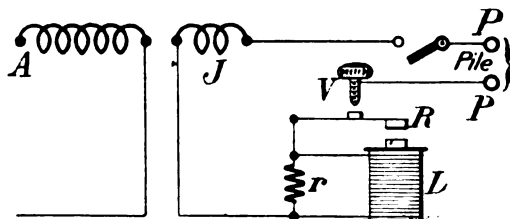


Fig. 6.

très brusque de courant se produit et engendre des oscillations dans le circuit étalonné. L'électro est shunté par une résistance non inductive r de façon à réduire les étincelles à la rupture.

3° **Bobine auxiliaire.** — La bobine auxiliaire S (fig. 3), appelée aussi circuit d'antenne, est une bobine formée de quelques spires de fil soumises à l'induction du circuit oscillant et destinées à être placées en série avec l'antenne ou un circuit extérieur.

Dans la plupart des modèles, la bobine auxiliaire est montée sur un axe qui peut tourner sous l'action d'un bouton moleté; le plan de la bobine peut ainsi faire un angle quelconque avec le plan des spires du circuit étalonné, ou de la fraction B du circuit qui agit sur elle; l'induction mutuelle entre la bobine auxiliaire et le circuit étalonné peut prendre toutes les valeurs comprises entre une certaine grandeur et zéro, de façon à obtenir le couplage convenable entre l'antenne et le circuit étalonné. Un index fixé au bouton de manœuvre indique à chaque instant la position de la bobine auxiliaire; lorsqu'il est à zéro, les deux bobines sont perpendiculaires, le couplage est minimum, mais pas toujours nul à cause des effets de capacité et de la réaction des bobines voisines.

La bobine auxiliaire est souvent divisée en deux sections, de façon à proportionner la self-induction à celle du circuit auquel on l'ajoute.

4° **Circuit récepteur.** — Le circuit récepteur, appelé aussi quelquefois, et assez inexactement, circuit apériodique, se compose essentiellement d'un jeu de deux bobines EF (fig. 3), reliées à un détecteur D et à un téléphone dont la fiche vient se loger dans les mâchoires T.

Les deux bobines sont exactement égales et connectées en opposition, de sorte que les champs oscillants uniformes n'ont aucune action sur le détecteur et le téléphone. L'ensemble des deux bobines est placé dissymétriquement par rapport au circuit oscillant, ce qui fait que l'une des deux est influencée plus fortement que l'autre, la différence est suffisante pour agir sur le détecteur et le téléphone, tandis que les champs extérieurs sont sans action.

Le mode de fonctionnement est le suivant : la bobine S étant reliée à une antenne, ou un circuit parcouru par des oscillations, agit par induction sur le circuit étaloné A, et celui-ci à son tour engendre une force électromotrice dans le circuit récepteur EF; quand le circuit A est en résonance avec les oscillations reçues, le courant est maximum dans ce circuit, de même que le courant induit en EF.

La symétrie parfaite des deux bobines E et F est un perfectionnement très utile dans le cas des mesures à l'émission, dans lesquelles le contrôleur d'ondes se trouve dans le champ intense de l'émetteur. Pour les mesures à la réception, on peut se passer de cet artifice sans inconvénient.

Les contrôleurs d'ondes permettent avec facilité les importantes mesures qui vont suivre.

a) Mesure de la longueur d'onde d'un poste émetteur. — Il suffit de se servir de l'ondemètre comme d'un récepteur, en le plaçant à quelque distance de l'émetteur. On obtient un éclat maximum de la lampe ou un maximum très net du son au téléphone quand on passe à la résonance, en faisant varier l'élément voulu de l'ondemètre (self ou capacité). La longueur d'onde lue sur le contrôleur est celle de l'émission.

b) Mesure de la longueur d'onde des signaux reçus par un récepteur accordé. — Quand on a bien accordé un récepteur sur des signaux déterminés, l'ondemètre permet de mesurer sur quelle longueur d'onde ces signaux étaient émis. On se sert alors de l'ondemètre comme émetteur local (fig. 7).

On intercale dans l'antenne, en aa, la bobine auxiliaire S ou une de ses sections. On ferme le commutateur M du circuit de choc de façon à faire vibrer le circuit étaloné. On règle le circuit étaloné de façon à entendre un son maximum dans le casque T du récepteur. La période des oscillations du circuit étaloné est alors celle de l'ensemble, antenne et récepteur.

En faisant varier le couplage de la bobine accessoire B avec la

bobine auxiliaire *S* on fait varier l'intensité de son perçu ; on peut, en affaiblissant le son, obtenir un réglage plus précis pour le maximum d'audition.

L'introduction des spires de la bobine auxiliaire *S* dans l'antenne ne fait guère varier sa longueur d'onde. On peut d'ailleurs laisser cette bobine constamment en circuit dans l'antenne, lorsqu'on veut procéder à des mesures.

Il est indispensable que le récepteur soit accordé avec les ondes reçues, aussi exactement au primaire qu'au secondaire, autrement

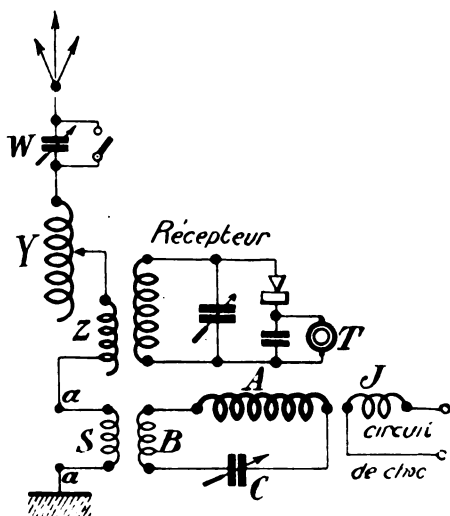


Fig. 7.

on peut observer deux résonances sur le contrôleur, sans que l'une ou l'autre soit utile.

c) **Réglage à l'avance d'une réception pour une longueur d'onde déterminée** (fig. 7). — On intercale dans l'antenne la bobine auxiliaire *S*, ou seulement une de ses sections, et on dispose le circuit étalonné pour la longueur d'onde choisie. On actionne le vibreur, puis on procède aux réglages ordinaires de l'antenne et du récepteur jusqu'à ce qu'on obtienne l'audition maximum dans le casque du récepteur.

Le récepteur est alors prêt à recevoir dans les meilleures conditions les signaux transmis avec la longueur d'onde choisie.

d) **Mesure de la longueur propre d'une antenne** (fig. 7). — On intercale dans l'antenne la bobine auxiliaire *S*, ou seulement une de ses sections, et le primaire d'un récepteur. Afin que l'antenne ait

bien sa longueur d'onde propre, on supprime le condensateur W et la self d'antenne Y et on réduit au minimum admissible le primaire du récepteur.

On engendre avec le circuit de choc des oscillations dans le circuit étalonné. On écoute dans le téléphone du récepteur et on fait varier le circuit étalonné jusqu'à ce que le son perçu ait une intensité maximum. Il faut avoir soin, tout d'abord, de donner au secondaire du récepteur une période très différente de celle de l'antenne ou mieux encore de le rendre apériodique, en annulant par exemple la valeur de la capa-

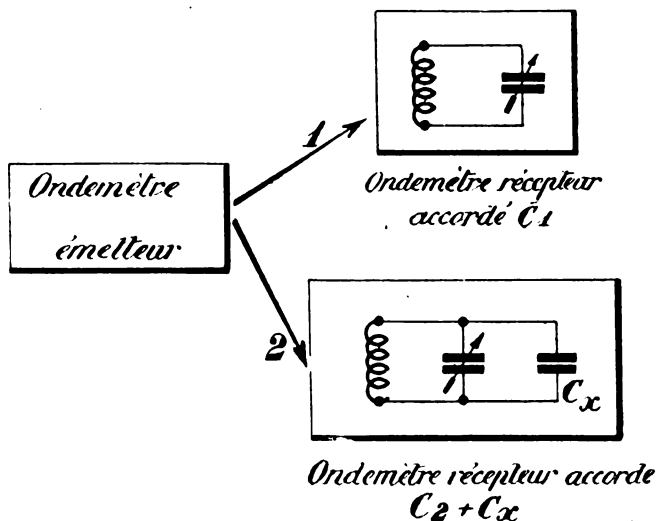


Fig. 8.

cité de ce circuit. Malgré cette précaution, et pour éviter toute erreur, il est bon de vérifier que la longueur d'onde ainsi mesurée change quand on ajoute quelques spires de Y dans l'antenne. ce qui démontre que la longueur d'onde mesurée n'est pas celle du circuit secondaire du récepteur.

La longueur d'onde ainsi déterminée n'est pas exactement celle de l'onde propre de l'antenne, puisqu'on ajoute à celle-ci une ou deux spires de Z et S. Néanmoins, dans la pratique, l'approximation ainsi obtenue est largement suffisante.

c) **Mesure de la capacité d'un condensateur.** — Si l'on dispose de deux circuits étalonnés, l'un pouvant servir d'émetteur local, l'autre de récepteur étalonné, cet ensemble permet avec facilité la mesure de la capacité d'un condensateur.

Cette mesure se fait par la méthode suivante : On émet une longueur d'onde déterminée que l'on repère au circuit récepteur.

On ajoute alors en parallèle le condensateur à mesurer à celui du contrôleur, et on règle ce dernier de façon à retrouver la résonance.

Soient C_1 et C_2 les deux valeurs de la capacité du contrôleur correspondant aux deux opérations; la différence de ces deux valeurs est égale à la valeur cherchée

$$X = C_1 - C_2.$$

La capacité à mesurer doit évidemment être de l'ordre de grandeur de celle du contrôleur.

f) **Mesure de l'inductance d'une bobine ou d'un cadre.** — On peut d'abord associer la bobine à un condensateur de valeur connue et mesurer la longueur d'onde propre du circuit obtenu. La self-induction de la bobine se déduit de la formule :

$$\lambda^m = 60 \sqrt{L \mu H \ C \mu F}.$$

On peut aussi faire une mesure directe. Le petit émetteur local étant réglé pour une longueur d'onde bien choisie λ ; on règle le contrôleur à la résonance (C_1 au condensateur). Puis, on intercale la self en série avec celle du contrôleur et on retrouve la résonance avec la valeur C_2 . De l'égalité évidente :

$$\lambda = 60 \sqrt{L \cdot C_1} = 60 \sqrt{(L + X) C_2}.$$

on tire X , si L (self du contrôleur) est antérieurement connue. Il faut avoir soin de placer la self X de façon à ce qu'elle n'ait aucune action sur L .

II. — TÉLÉPHONE SHUNTE

Le moyen le plus simple d'apprécier l'intensité d'une réception consiste à employer la méthode du téléphone shunté.

Principe. — Étant donnée une réception écoutée au casque par un opérateur, celui-ci shunte son casque au moyen d'une résistance variable et en diminue la valeur jusqu'à ce que la réception devienne tout juste perceptible. Soit S la valeur en ohms du shunt correspondant à la limite d'audibilité. Plus S est petit, plus la réception est forte.

Il convient de préciser ce que nous appelons limite d'audibilité. C'est, en télégraphie, le moment où points et traits se confondent, et en téléphonie, le moment où l'on cesse de comprendre intégralement des paroles prononcées lentement au poste d'émission. En téléphonie

la limite d'audibilité doit correspondre à des paroles et non à de la musique.

Discussion de la méthode. — Ainsi exposée, cette méthode ne conduit pas à des mesures *absolues*, mais simplement *relatives*. En effet, une réception étant donnée, *S* dépend à la fois du casque employé et de l'opérateur. Mais le casque et l'opérateur étant les mêmes, la comparaison des chiffres trouvés au cours de différentes mesures a un sens et peut donner, dès lors, d'utiles indications.

Mesures susceptibles d'être effectuées. — Voici quelques mesures que tout amateur pourra faire, dès qu'il se sera procuré un shunt variable :

- Comparaison des valeurs auditives de deux installations;
- Comparaison de postes entre eux;
- Choix du meilleur montage de poste;
- Comparaison d'antennes entre elles;
- Choix de la meilleure antenne;
- Variations d'une émission déterminée d'un jour à l'autre ou d'un moment à l'autre;
- Étude des variations d'intensité des atmosphériques, etc.

Nous engageons vivement les amateurs à s'exercer à l'étude des audibilités. Outre les enseignements qu'ils en tireront pour eux-mêmes, ils pourront, dans un avenir prochain, collaborer de façon très étroite aux progrès de la radiotélégraphie scientifique.

III. — COURBES ET COEFFICIENTS CARACTÉRISTIQUES DE LA LAMPE A TROIS ELECTRODES

Caractéristique d'une lampe de réception. — Pour bien apprécier le fonctionnement de la lampe à trois électrodes, il est nécessaire d'effectuer le relevé de ses caractéristiques. On

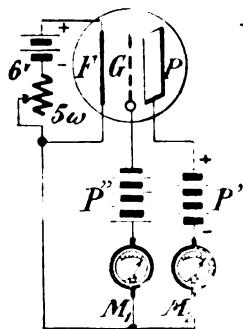


Fig. 9.

M_1 = Milliampère sensibilité 40.
 M_2 = Milliampère sensibilité 100

appelle ainsi les courbes donnant la variation d'une des grandeurs qui influent sur le fonctionnement, en fonction d'une autre que l'on fait varier à volonté, toutes autres choses restant inchangées. Les grandeurs importantes sont : 1° La température du filament émetteur d'électrons (repérée ordinairement par l'intensité du courant de chauffage); 2° La tension de plaque; 3° La tension de grille; 4° Les courants plaque et grille.

La caractéristique la plus importante est celle qui donne la variation du courant de plaque en

fonction de la tension de grille. On peut la relever très simplement en réalisant le montage suivant (fig. 9).

Les courbes ont l'allure suivante (fig. 10 et 11) :

On voit que les caractéristiques courant plaque, tension grille,

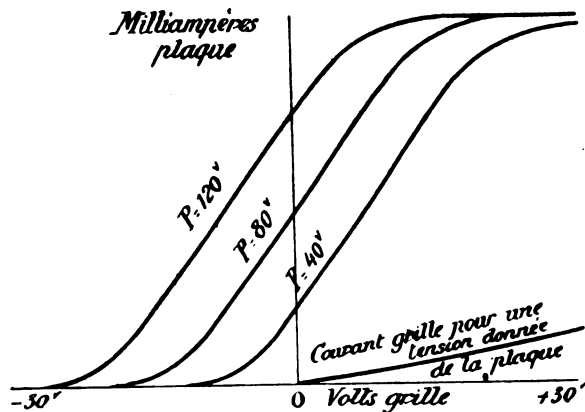


Fig. 10. — Famille de courbes pour trois tensions-plaque $P = 40 - 80 - 120$ v. (Les courbes de courant-grille ne sont pas indiquées.) Le chauffage reste constant.

présentent une longue partie sensiblement rectiligne. Quand la lampe fonctionne dans cette région, à une variation u de la tension grille correspond une variation j du courant plaque qu'exprime la relation :

$$\rho j = v + ku.$$

v est la tension de plaque. ρ et k sont les coefficients caractéristiques de la lampe (ρ , résistance interne, k , coefficient d'amplification en volts). Cette équation exprime que toute variation u de la tension

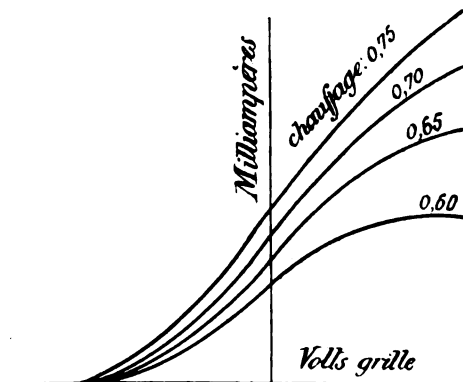


Fig. 11. — Famille de courbes pour quatre valeurs de chauffage.

grille a un effet sur le courant de plaque équivalent à une variation k fois plus grande de la tension de plaque. On reconnaît là la propriété caractéristique de la lampe, employée en relais amplificateur.

M. J. Miller a décrit une méthode permettant la mesure des paramètres K et ρ au moyen d'un courant alternatif à fréquence musicale.

On réalise le montage figure 12.

La mesure du coefficient d'amplification se fait, la clef K levée, en

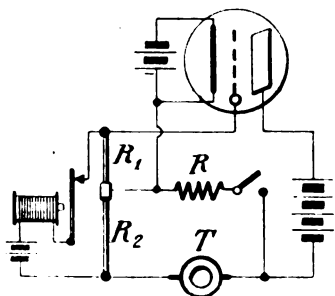


Fig. 12.

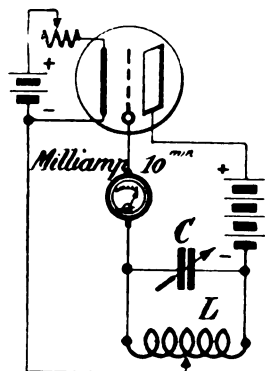


Fig. 13.

ajustant R_1 et R_2 de façon à obtenir le silence dans le téléphone T. Il est clair que, ce silence obtenu, la force électromotrice appliquée à la grille par R_1 , est compensée par la force électromotrice appliquée au circuit de plaque par R_2 , et par suite

$$K = \frac{R_2}{R_1}.$$

Si maintenant on abaisse l'interrupteur K , après avoir déréglé le rapport $\frac{R_2}{R_1}$, on peut rétablir le silence à l'aide de R . Si cette valeur de R est assez grande par rapport à R_2 pour que le courant i dans le potentiomètre ne varie pas sensiblement, on peut écrire, la d. d. p. alternative aux bornes du téléphone étant nulle :

$$R_2 i = R j \quad (j, \text{ courant-plaque})$$

$$\rho j = -R j + K R_1 i \quad (\text{équation de la lampe})$$

d'où

$$\rho = R \left(K \frac{R_1}{R_2} - 1 \right).$$

Dans les lampes de réception du type TM, K est de l'ordre de u , et ρ de 2 500 ohms.

IV. — MESURES A L'AIDE DE LA LAMPE A TROIS ÉLECTRODES

La lampe à trois électrodes a donné l'occasion de grands perfectionnements dans les méthodes et appareils de mesures. Elle a permis, en effet, de réaliser très commodément le dispositif émetteur local dont nous nous sommes servis dans l'ondemètre; elle a donné un appareil indicateur du courant à la réception particulièrement sensible.

L'émetteur local à lampe constitue ce qu'on appelle un montage hétérodyne. Le plus usuel est réalisé figure 13.

Dans ce schéma, les circuits grille et plaque sont couplés à la fois électrostatiquement et électromagnétiquement, grâce au condensateur C et à la bobine L. Pour augmenter la longueur d'onde émise, on est amené à augmenter la capacité du condensateur C, ce qui assure en même temps l'augmentation de couplage entre grille et plaque, condition favorable au maintien des oscillations dans une gamme étendue de longueurs d'ondes.

On obtient ainsi facilement un petit émetteur local d'ondes entretenues. Ces dernières provoquent dans les circuits récepteurs des courants de forme sinusoïdale, analogue aux courants alternatifs industriels, mais à beaucoup plus haute fréquence. La technique radio-électrique moderne est ainsi devenue un développement de la technique du courant alternatif, son point de vue spécial étant l'étude de l'influence de la fréquence.

Il est à remarquer que l'étalonnage des hétérodynes ne peut être faite que d'une manière approximative. Tout changement dans l'alimentation de la lampe ou bien tout changement de lampe nécessitant un réétalonnage.

Comme appareil indicateur du courant, la lampe a permis la réalisation d'un appareil très sensible, auquel MM. Abraham et Bloch ont donné le nom de voltmètre-amplificateur.

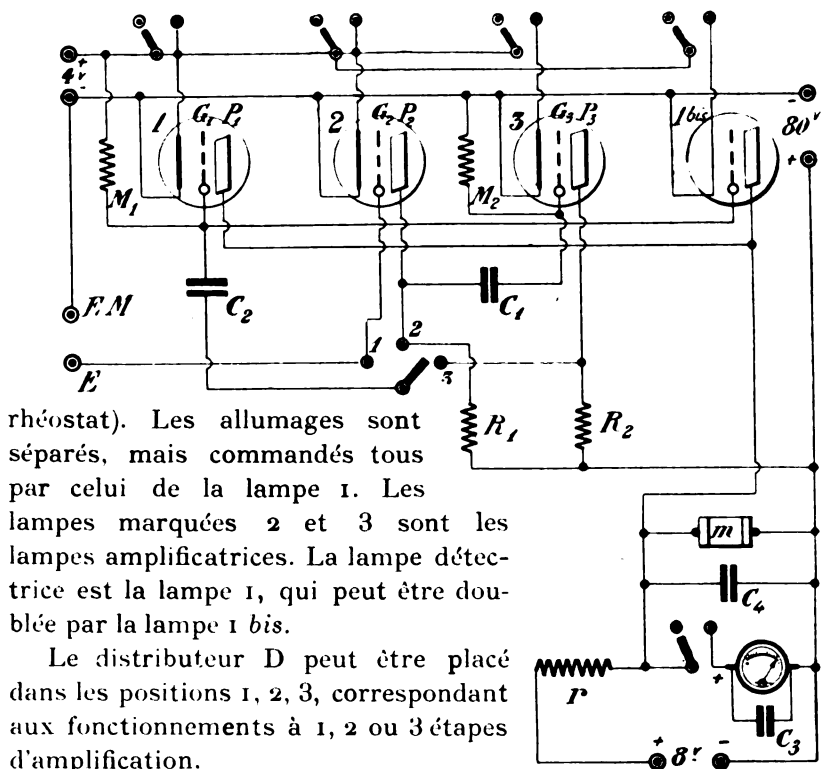
Cet appareil est un amplificateur, dans lequel le courant alternatif à mesurer, d'abord amplifié, est ensuite redressé par une lampe détectrice. On mesure le courant redressé au moyen d'un ampèremètre à lecture directe.

La valeur de la tension appliquée aux bornes d'entrée se déduit de la lecture faite au milliampèremètre, en se reportant à une courbe d'étalonnage. L'appareil tout entier fonctionne comme un voltmètre, dont la résistance intérieure serait d'un grand nombre de milliers d'ohms. Sa sensibilité peut être rendue aussi grande qu'on le désire,

en augmentant le nombre des lampes amplificatrices placées avant la lampe détectrice. Dans la plupart des cas, on peut se contenter de deux lampes amplificatrices suivies d'une lampe détectrice : on doublera la sensibilité obtenue en montant deux lampes détectrices en parallèle.

L'appareil mesure alors des tensions alternatives de l'ordre du millivolt.

Le schéma de montage est indiqué par la figure 14. Les chauffages des quatre lampes sont montées en parallèle (4 volts sans



Le distributeur D peut être placé dans les positions 1, 2, 3, correspondant aux fonctionnements à 1, 2 ou 3 étapes d'amplification.

Lorsque le distributeur est dans la position 3, deux lampes amplificatrices fonctionnent. Le montage est alors identique à celui d'un amplificateur à trois étages à capacités et à résistances : R_1 , R_2 sont les résistances des circuits de plaques (bobines plates de 50000 ohms en fil de maillechort), C_1 et C_2 les condensateurs de liaison de 2 millièmes de mF., M_1 , M_2 les résistances de décharge des grilles (4 mégohms), E et EM les bornes d'entrée (EM ou « entrée masse » est

Fig. 14.

reliée à la masse de l'appareil, c'est-à-dire au pôle négatif de la batterie de chauffage).

Si l'on applique entre les bornes E, EM une différence de potentiel alternative, le courant de plaque de la lampe 2 en suit les variations, qui se retrouvent, amplifiées, à la sortie de la résistance R_1 . Ces variations, transmises par le condensateur C_1 à la grille C_3 , sont amplifiées une seconde fois par la lampe 3 et transmises à la grille G_1 par le condensateur G_2 . Si elles sont suffisamment intenses, ces variations de tension font débiter les grilles G_1 , ce qui entraîne une *diminution* du courant de plaque des lampes 1 et 1 bis. Le milliampèremètre A mesure cette baisse de courant.

Au repos, ce milliampèremètre est ramené au zéro par le courant d'une batterie auxiliaire (8 volts), réglé par un rhéostat r (10 000 ohms en 4 décades. Un interrupteur de sécurité est placé en série avec l'ampèremètre, et le rhéostat r est disposé de manière à ne pas pouvoir être court-circuité : il reste toujours au moins 1 000 ohms en circuit. Grâce à ces précautions, le milliampèremètre, qui donne, en général, un milliampère pour toute l'échelle, ne risque aucun accident pendant les tâtonnements qui ont pour but de ramener au zéro.

Un fort condensateur C_3 (0,5 mF.) est placé en dérivation sur le milliampèremètre pour permettre le passage de la haute fréquence.

Des mâchoires m pour une fiche de prise de courant sont aussi montées en dérivation sur le milliampèremètre. A l'aide des mâchoires, on peut, le cas échéant, substituer un microampèremètre au milliampèremètre A qui est alors mis hors circuit par la manœuvre de l'interrupteur. On peut aussi, s'il y a lieu, faire l'écoute téléphonique en plaçant la fiche du téléphone dans ces mêmes mâchoires m et en coupant le circuit de la batterie auxiliaire de 8 volts; un petit condensateur C_4 demeure en dérivation sur le téléphone.

Pour opérer à sensibilité réduite, on supprime un ou deux étages d'amplification, en plaçant le distributeur D sur la position 2, puis sur la position 1, et en éteignant d'abord la lampe 3, puis la lampe 2.

L'ensemble d'un hétérodyne et d'un circuit oscillant muni d'un voltmètre amplificateur constitue un appareil très sensible pour les mesures en haute fréquence. Toutes les mesures précédemment décrites avec les ondemètres deviennent des mesures de très haute sensibilité. Mais cet accroissement de sensibilité ne va pas sans augmenter les difficultés d'opérations, et les précautions à prendre pour éviter les erreurs graves sont nombreuses.

Nous donnerons deux exemples de cette méthode de mesure :

A. Mesure de la résistance d'un circuit oscillant.

On réalise le montage figure 15.

On règle le circuit récepteur à la résonance et l'on note les déviations du voltmètre amplificateur en opérant d'abord sans (δ_1), puis avec la résistance additionnelle (δ_2). A la résonance, les courants sont inversement proportionnels aux résistances. Soit x la résistance cherchée du circuit oscillant :

$$\frac{x}{x + \rho} = \frac{\delta_1}{\delta_2}$$

On pourrait penser à employer le voltmètre en le mettant en dérivation aux bornes du condensateur du circuit oscillant. La résistance trouvée serait alors fautive, car un voltmètre installé dans ces condi-

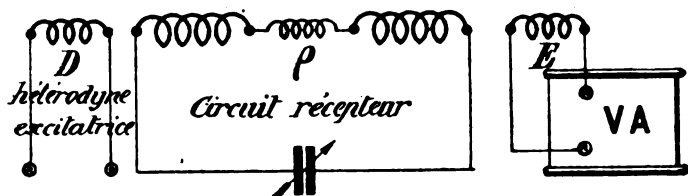


Fig. 15.

tions donne lieu à des pertes d'énergie importantes, principalement si la capacité du condensateur du circuit oscillant est faible. La résistance peut être quelquefois doublée dans ces conditions. Il est donc nécessaire de coupler le voltmètre avec le circuit oscillant au moyen d'une bobine auxiliaire E. On vérifiera que l'excitation D est sans influence directe sur E en ouvrant le circuit à mesurer.

Résistance d'un condensateur.

La résistance d'un condensateur varie avec la self $\mathcal{L}$ de la bobine associée et avec la longueur d'onde λ de mesure, conformément à la formule :

$$r_c = A \frac{\mathcal{L}_2}{\lambda^\alpha}$$

où A est une constante et α un exposant voisin de 2,75.

Si on exprime $\mathcal{L}$ en millihenrys et λ en kilomètres, A est compris entre 0,2 et 3 pour un bon condensateur à air.

Cette résistance est localisée dans les petites pièces diélectriques qui séparent les armatures l'une de l'autre; elle est très sensiblement

proportionnelle au volume de ces pièces et au carré du champ électrique auquel elles sont soumises.

Pour mesurer la résistance d'un condensateur C , on en prend un autre C' et l'on mesure la résistance d'un circuit oscillant formé d'abord avec une bobine quelconque et le condensateur C' seul, puis avec la même bobine et les deux condensateurs C et C' en parallèle. Soient r' et r les résistances totales ainsi mesurées et r_c la part qui revient au condensateur C . On aura :

$$r_c = r - r'$$

Il y a avantage à ce que la résistance de C' soit faible.

Résistance de la carcasse d'une bobine.

En retranchant de la résistance d'un circuit oscillant celle du condensateur, on trouve la part de résistance qui revient aux pertes ohmiques dans le fil et aux pertes dans le diélectrique de la carcasse. On peut calculer avec assez de précision les pertes ohmiques par les formules des formulaires et on déduira la résistance de la carcasse : cette dernière est très importante pour les ondes voisines de la longueur d'onde fondamentale de la bobine.

Réalisation des résistances additionnelles.

Elles seront faites en fil très fin et très résistant : du constantan de 4/100^e par exemple dont la résistance au mètre est de 300 à 400 ohms.

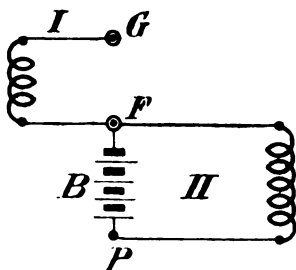


Fig. 16.

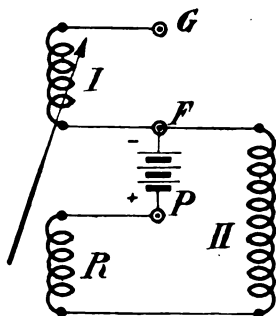


Fig. 17.

On enroulera la quantité de fil nécessaire sur une petite feuille de mica et la self de ce conducteur sera tout à fait négligeable dans la pratique. La feuille de mica sera serrée entre deux plaquettes d'ébonite analogues à celles qui pressent les condensateurs au mica.

Quoique la résistance du constantan varie assez vite avec la température, les résistances ainsi constituées sont indépendantes du courant qui y passe, car, dans ces conditions, leur échauffement est insignifiant.

B. Étude de l'influence de la réaction sur les circuits récepteurs.

Un dispositif intéressant permet d'étudier l'influence de la réaction sur les circuits récepteurs. On sait qu'en principe, une lampe fonctionne en relais amplificateur fournissant dans un circuit II une énergie supérieure à l'énergie arrivant dans le circuit I, grâce à la dépense d'énergie locale fournie par la pile de plaque B (fig. 16).

En couplant convenablement les circuits I et II « en faisant de la

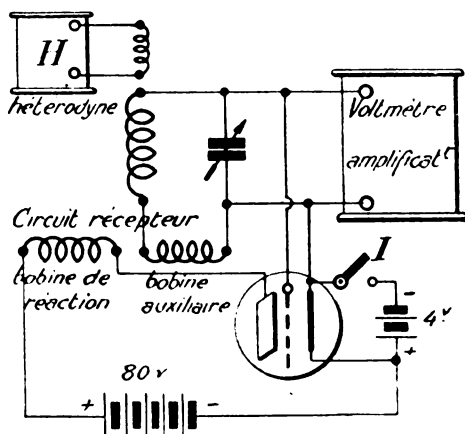


Fig. 18.

réaction ». l'effet de courant dans le circuit II accuse un maximum beaucoup plus élevé, et la courbe de résonance est beaucoup plus aiguë (fig. 17).

C'est ce qu'on voit aisément en réalisant le montage suivant (fig. 18) :

1° L'interrupteur I étant ouvert, on réglera le condensateur variable du circuit récepteur, de façon que ce circuit soit en résonance avec l'hétérodyne.

2° On fermera l'interrupteur I; en réglant convenablement la valeur et le couplage de la bobine de réaction, on notera au voltmètre un maximum beaucoup plus élevé. On peut disposer l'expérience de façon à pouvoir, sans modifier le couplage hétérodyne-circuit récepteur, relever les courbes de résonance, avec ou sans réaction, au voltmètre amplificateur.

A. CLAVIER.

PROJET DE RÈGLEMENTATION DE LA T. S. F.

Nous mettons sous les yeux de nos lecteurs le texte du projet de réglementation de la Télégraphie sans fil en France, ils seront ainsi à même de se rendre compte des dispositions envisagées, qui d'ailleurs sont susceptibles de recevoir certaines modifications avant leur approbation définitive.

ARTICLE PREMIER. — Aucune installation radioélectrique privée pour la télégraphie et la téléphonie ne peut être établie et utilisée que dans les conditions déterminées par le présent décret.

ART. 2. — Les postes radioélectriques servant uniquement à la réception sont divisés en trois catégories :

1° Ceux qui sont installés par les départements, les communes, les établissements publics ou d'utilité publique, pour des auditions gratuites :

2° Ceux qui sont installés par des particuliers pour des auditions publiques ;

3° Ceux qui ne sont pas destinés à des auditions publiques.

ART. 3. — L'établissement des postes radioélectriques privés servant uniquement à la réception est autorisé, sous la condition, pour le pétitionnaire, de souscrire, dans un bureau quelconque des postes et des télégraphes, une déclaration conforme au modèle annexé au présent décret (annexe I).

Cette déclaration doit être accompagnée des pièces justificatives de l'identité, du domicile et de la nationalité du déclarant.

Elle donne lieu à la perception d'un droit de statistique fixé à un franc.

Il en est délivré récépissé au déclarant.

Dans le cas où le déclarant ne justifie pas de la nationalité française, l'établissement du poste radioélectrique de réception demeure subordonné à une autorisation spéciale du sous-secrétaire d'Etat des Postes et des Télégraphes, après accord avec les départements de l'Intérieur, des Affaires étrangères, de la Guerre et de la Marine.

ART. 4. — Les postes récepteurs ne doivent être la cause d'aucune gêne pour les postes voisins, même dans le cas d'appareils récepteurs émettant des ondes de faible intensité dans l'antenne.

Toutes dispositions doivent d'ailleurs être prises pour que cette émission d'ondes par les appareils de réception soit réduite au minimum.

ART. 5. — L'Administration des Postes et des Télégraphes est chargée d'exercer tel contrôle qu'elle jugera utile sur les postes radioélectriques de réception privés. Les agents chargés du contrôle pourront pénétrer dans les locaux où se trouvent installés les postes destinés à des auditions publiques.

ART. 6. — Les postes radioélectriques destinés à des auditions publiques de la deuxième catégorie, mentionnée à l'article 2, sont soumis à une redevance annuelle indivisible et due pour la période du 1^{er} janvier au 31 décembre de chaque année. Cette redevance est fixée à deux cents francs. Elle s'applique à chaque réception indépendante.

ART. 7. — L'établissement des postes radioélectriques privés servant à assurer l'émission ou à la fois l'émission et la réception des signaux et des correspondances est subordonné à une autorisation spéciale du sous-secrétaire d'Etat des Postes et Télégraphes, après avis d'une commission interministérielle instituée par le sous-secrétaire d'Etat des Postes et Télégraphes.

Les ministères des Affaires étrangères, de l'Intérieur, de la Guerre et de la Marine peuvent faire opposition à l'établissement de tout poste radioélectrique d'émission privé, de nature à porter atteinte, soit à la sûreté de l'Etat, soit au fonctionnement normal des postes radioélectriques relevant de leurs services.

ART. 8. — Est considéré comme poste radioélectrique d'émission privé tout poste radioélectrique d'émission non exploité par l'Etat pour un service officiel ou public de communications ou par un concessionnaire autorisé à effectuer un service de même nature.

Les postes radioélectriques d'émission privés sont divisés en cinq catégories :

1^o Les postes fixes destinés à l'établissement de communications privées :

2^o Postes fixes destinés à la diffusion de communications d'intérêt général ;

3^o Postes mobiles et postes terrestres correspondant avec ces postes pour l'établissement de communications d'intérêt privé et non régis par les dispositions des conventions internationales ou des règlements intérieurs ;

4^o Postes destinés à des essais d'ordre technique radioélectrique ou à des expériences scientifiques ;

5^o Postes d'amateurs.

ART. 9. — Les informations de toute nature transmises par les postes radioélectriques d'émission privés sont soumises au contrôle préalable prévu par l'article 3 de la loi du 29 novembre 1850 sur la correspondance télégraphique privée.

Les postes de la deuxième catégorie ne peuvent servir qu'à la diffusion de productions artistiques ou de conférences éducatives n'ayant aucun caractère personnel et d'informations d'intérêt général, à l'exclusion de toute réclame ou publicité d'aucune sorte.

Les informations autres que celles qui ont un caractère purement artistique, scientifique ou éducatif ne peuvent être transmises que si elles doivent être publiées dans un journal ou écrit périodique remplissant les conditions de la loi du 29 juillet 1881. Ladite publication ne dégage pas la responsabilité personnelle du permissionnaire du poste d'émission radioélectrique intéressé.

Les cours des marchés financiers ou commerciaux ne peuvent être diffusés que s'ils sont extraits des documents établis par les autorités qualifiées à cette fin.

Les permissionnaires des postes de la deuxième catégorie ont l'obligation de tenir un procès-verbal journalier de toutes les émissions faites par leur poste. Ce procès-verbal doit être communiqué sur leur demande aux agents chargés du contrôle, dont il est question à l'article 14 ci-après.

Les permissionnaires des postes de la deuxième catégorie sont tenus de transmettre gratuitement, dans la limite d'une heure effective par jour, les informations officielles ou d'intérêt général qui leur sont communiquées par l'Administration des Postes et Télégraphes.

Les postes de la quatrième catégorie ne peuvent servir qu'à l'échange des signaux et communications de réglage, à des jours et des heures déterminés et à titre temporaire.

Les postes de la cinquième catégorie ne peuvent servir qu'à des communications utiles au fonctionnement des appareils, à l'exclusion de toute correspondance ayant un caractère d'utilité actuelle et personnelle.

ART. 10. — Toute demande d'autorisation visant l'établissement d'un poste radioélectrique d'émission privé doit être adressée au sous-secrétaire d'Etat des Postes et des Télégraphes. Elle est établie conformément au modèle annexé au présent décret (annexe 2), en double expédition, dont une sur timbre. Elle doit indiquer le but poursuivi par le pétitionnaire, la nature des communications projetées, l'endroit précis où seront installés les appareils, les heures demandées pour le fonctionnement du poste, les caractéristiques techniques envisagées

pour la réalisation de l'installation projetée (forme et dimensions de l'antenne, type des appareils, puissance totale mesurée à l'alimentation, c'est-à-dire aux points de l'installation où l'énergie électrique, avant d'être appliquée aux générateurs de haute fréquence, apparaît pour la dernière fois sous forme de courant continu ou de courant de plus basses fréquences utilisées, type d'onde, procédé de modulations, longueur d'onde). Elle est accompagnée d'un schéma de communications à établir avec la liste des correspondants.

Les autorisations sont délivrées exclusivement aux titulaires d'un certificat d'opérateur radiotélégraphiste ou d'opérateur radiotéléphoniste, délivré après un examen dont les conditions sont déterminées par le sous-secrétaire d'Etat des Postes et des Télégraphes ou aux propriétaires d'installations qui se sont engagés à faire assurer le réglage et le bon fonctionnement de leur poste par un opérateur pourvu de l'un desdits certificats.

Les frais d'examen, pour l'obtention de ces certificats, sont fixés à quinze francs par candidat examiné.

L'entrée en service d'un poste de la deuxième catégorie ne peut avoir lieu qu'après vérification, par les soins de l'Administration des Postes et des Télégraphes, des appareils installés et de leur bon fonctionnement en régime normal.

Le nombre des postes émetteurs, dans une région donnée, peut être limité en tenant compte des possibilités de brouillage avec des postes de même nature.

ART. 11. — Les seuls types d'ondes susceptibles d'être autorisés sont les suivants :

Ondes entretenues manipulées ;

Ondes entretenues modulées par la parole ou par les sons musicaux.

Toutefois, dans les postes de la troisième catégorie, tous les types d'ondes prévus par les règlements internationaux sont susceptibles d'être autorisés pour les services pouvant présenter éventuellement un caractère international.

ART. 12. — Les puissances et les longueurs d'onde pouvant être utilisées par les postes radioélectriques d'émission privés sont comprises dans les limites indiquées ci-après :

a) Postes de la première catégorie

Puissance proportionnée à la distance à franchir et limitée à 400 watts alimentation ; longueur d'onde : 150 à 200 mètres en télégraphie et en téléphonie.

Dans le cas exceptionnel où les postes de cette catégorie sont autorisés pour établir des communications à l'intérieur des agglomérations, la puissance est limitée à 100 watts alimentation et la longueur d'onde comprise entre 125 et 150 mètres; de plus, la hauteur de l'antenne au-dessus du sol ne peut dépasser 30 mètres.

b) Postes de la deuxième catégorie

Puissance proportionnée à l'objet des émissions et limitée à 1 500 watts alimentation.

Longueur d'onde :

200 à 280 mètres en télégraphie.

200 à 230 mètres en téléphonie.

350 à 425 mètres en téléphonie.

Toutefois, le sous-secrétaire d'Etat des Postes et Télégraphes peut, après accord avec les ministres intéressés, autoriser, à titre d'essai, l'établissement de postes de la deuxième catégorie, dont la puissance et la longueur d'onde ne seraient pas comprises dans les limites indiquées ci-dessus. Les autorisations ainsi données ont un caractère essentiellement temporaire et précaire.

Lorsque les postes de la deuxième catégorie sont destinés à la diffusion exclusivement locale, la puissance est limitée à 200 watts alimentation et la longueur d'onde comprise entre 125 et 150 mètres; de plus, la hauteur de l'antenne au-dessus du sol ne peut dépasser 30 mètres.

c) Postes de la troisième catégorie

Puissance proportionnée à la distance à franchir et limitée à 400 watts alimentation.

Longueur d'onde : 150 à 180 mètres.

Toutefois, pour les postes qui doivent assurer des communications d'un caractère international, les longueurs d'onde sont fixées conformément aux règlements internationaux.

d) Postes de la quatrième catégorie

Puissances déterminées dans chaque cas. Longueur d'onde : suivant le but recherché.

e) Postes de la cinquième catégorie

Puissance limitée à 100 watts alimentation.

Longueur d'onde : 180 à 200 mètres.

Sous réserve des limites sus-indiquées, les caractéristiques tech-

niques d'un poste radioélectrique d'émission privé quelconque sont déterminées, après examen des justifications fournies par le pétitionnaire, quant au but poursuivi et en tenant compte des règlements internationaux, par la commission interministérielle prévue par l'article 7 du présent décret.

Ces caractéristiques techniques restent d'ailleurs soumises à des restrictions éventuelles en raison des besoins des services publics.

ART. 13. — Sont interdites :

1° Toutes émissions qui ne seraient pas en langage clair et en français, sauf autorisation spéciale, après avis de la commission interministérielle visée à l'article 7.

2° Toutes émissions faites par des procédés spéciaux qui ne permettraient pas, au moyen d'appareils récepteurs d'un modèle agréé par l'Administration des Postes et des Télégraphes, la réception et la compréhension des messages.

ART. 14. — L'Administration des Postes et des Télégraphes exerce un contrôle permanent sur les postes radioélectriques d'émission privés. Les agents de l'administration chargés du contrôle peuvent pénétrer dans la station émettrice.

ART. 15. — Les postes radioélectriques d'émission privés des cinq catégories sont assujettis à une taxe de contrôle de 100 francs par an et par kilowatt ou fraction de kilowatt de puissance mesurée à l'alimentation. Cette taxe est due pour l'année entière, quelle que soit la date de mise en service du poste. Les frais extraordinaires auxquels peut donner lieu spécialement le contrôle d'un poste radioélectrique privé sont remboursés par le permissionnaire du poste.

ART. 16. — Les postes des trois premières catégories, exception faite pour les émetteurs de rechange, sont soumis en outre à une redevance pour droit d'usage fixée comme suit pour chaque émetteur :

Postes des première et troisième catégories : quarante francs par an et par watt-alimentation ;

Postes de la deuxième catégorie : vingt francs par an et par watt-alimentation.

Le montant de la redevance pour droit d'usage applicable aux trois catégories de postes susvisés est exigible à partir du jour où les postes sont mis en service. Toutefois, pour la première année, il est calculé proportionnellement au temps à courir, jusqu'au 31 décembre pour les années suivantes ; il est acquis à l'État pour l'année entière dès le 1^{er} janvier.

Pour les installations temporaires dont la durée est déterminée

par la décision d'autorisation, le montant de la redevance pour droit d'usage est calculé proportionnellement à cette durée.

La redevance pour droit d'usage est réduite au tiers pour les postes de la première catégorie, établis par les entrepreneurs de distribution d'énergie, en vertu de l'obligation qui leur est faite par les lois, décrets et règlements, et destinés exclusivement à assurer la sécurité de l'exploitation.

ART. 17. — Les postes radioélectriques d'émission ou de réception privés de toute nature sont établis, exploités et entretenus par les soins et aux frais et risques des permissionnaires.

L'Etat n'est soumis à aucune responsabilité à raison de ces opérations.

Les permissionnaires doivent prendre l'engagement écrit de se soumettre, sans aucune réserve, à toutes les dispositions réglementaires intervenues ou à intervenir en matière d'établissement et d'usage de postes radioélectriques privés, ainsi qu'aux conditions particulières qui pourraient leur être imposées par l'Administration des Postes et des Télégraphes.

ART. 18. — Dans les relations radioélectriques internationales, les redevances pour droit d'usage sont fixées après entente avec les offices étrangers intéressés.

ART. 19. — Les autorisations accordées ne comportent aucun privilège et ne peuvent faire obstacle à ce que des autorisations de même nature soient accordées ultérieurement à un pétitionnaire quelconque. Elles sont délivrées sans garantie contre la gêne mutuelle qui serait la conséquence du fonctionnement simultané des postes émetteurs. Elles ne peuvent être transférées à des tiers. Elles sont révocables à tout moment sans indemnité par le sous-secrétaire d'Etat des Postes et des Télégraphes et notamment dans les cas suivants :

1° Si le permissionnaire n'observe pas les conditions particulières qui lui ont été imposées pour l'établissement et l'utilisation de son poste.

2° S'il commet une infraction aux règlements intérieurs ou internationaux sur le fonctionnement et l'exploitation des postes radioélectriques.

3° S'il utilise son poste à d'autres fins que celles qui ont été prévues dans l'autorisation ou la déclaration.

4° S'il viole le secret des correspondances qui ne lui sont pas adressées et qu'il a captées. Ces correspondances ne peuvent être communiquées qu'aux fonctionnaires désignés par l'Administration des Postes et Télégraphes ou aux officiers de police judiciaire compétents.

5° S'il apporte un trouble quelconque au fonctionnement des services publics, empruntent, soit la voie radiotélégraphique ou radiotéléphonique, soit la télégraphie ou la téléphonie sur fils à haute ou basse fréquence.

ART. 20. — Les postes, appareils et installations radioélectriques peuvent être saisis sur l'ordre du sous-secrétaire des Postes et des Télégraphes dans tous les cas où leur utilisation compromet l'ordre et la sûreté publics ou la défense nationale ou apporte des troubles à la correspondance radioélectrique.

MONTAGES ET TOURS DE MAIN

Montages simples dérivés du Reinartz et permettant la réception des petites ondes sur une grande antenne (*).

Le récepteur Reinartz, qui permet de recevoir les petites ondes sur une grande antenne, est peu pratique pour les amateurs français possédant des postes ordinaires, car il exige des connexions spéciales et il présente d'assez grandes complications de montage.

Les montages que nous allons décrire, basés sur le principe du mon-

Dans le montage Reinartz et tous ceux qui en dérivent, l'antenne ne fait plus partie des circuits d'accord. Elle sert uniquement de collecteur d'ondes, et les spires du circuit antenne-terre forment le circuit primaire d'un auto-transformateur genre Oudin dont le secondaire seulement est accordé sur la longueur d'onde à recevoir. L'antenne pourra donc être quelconque; plus elle sera longue et mieux cela vaudra, mais il est nécessaire que la longueur d'onde du circuit antenne-terre soit notablement supérieure à

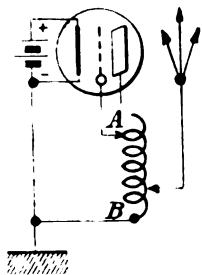


Fig. 1.

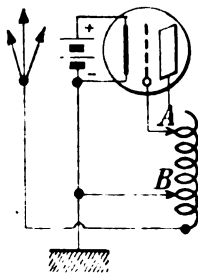


Fig. 1 bis.

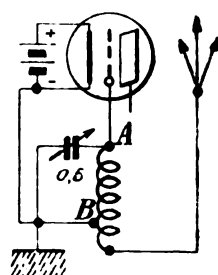


Fig. 2.

tage Reinartz, sont très simples, et permettent d'employer à la suite les appareils que l'amateur possède déjà en alimentant le tout avec la même batterie de 4 v et la même batterie de 80 v.

celle du circuit secondaire (1 600 et 300 m par exemple) et que le rapport de transformation soit convenable (de 2 à 4 environ).

Le premier montage (fig. 1) ressemble à l'Oudin ordinaire, mais, con-

(*) Nous avons déjà publié le début de cet article dans le n° 17, mais, étant donné son intérêt pratique, nous reproduisons ici ce début pour mettre tout l'ensemble de la question sous les yeux du lecteur.

trairement à ce dernier, c'est le circuit antenne-terre qui est apériodique pour la longueur d'onde reçue.

Le circuit secondaire est formé par

une bobine à plots. L'accord exact se fait à l'aide d'un condensateur variable $\left(\frac{0,5}{1.000}\right)$ maximum, qui se

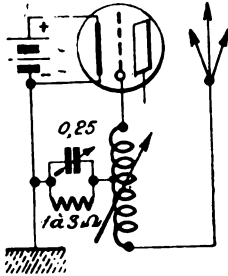


Fig. 3.

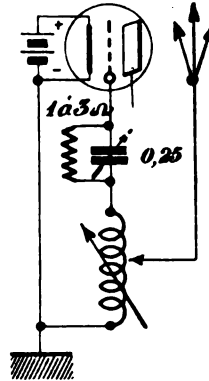


Fig. 3 bis.

la self des spires entre A et B et la capacité filament-grille. Cette capacité, bien que très faible, suffit à donner une longueur d'onde bien déterminée au circuit secondaire.

Le montage 1 bis ne diffère du premier que par la position de la connexion à l'antenne qui a été reportée en dehors des spires A-B.

Ces deux formes de montage peuvent être réalisés à l'aide d'une simple bobine Oudin à deux curseurs de 100 à 150 spires. La réception est bonne,

trouve en parallèle sur la capacité-filament-grille. C'est le montage le plus commode à réaliser avec une bobine de forme quelconque. Le réglage est très facile à la condition de munir le condensateur d'un long manche isolant.

Dans le troisième de ces montages (fig. 3 et 3 bis), le condensateur, variable au lieu d'être en parallèle sur la self, est en série avec elle, mais alors, pour que la grille ne soit pas « en l'air », il est mieux de shunter ce

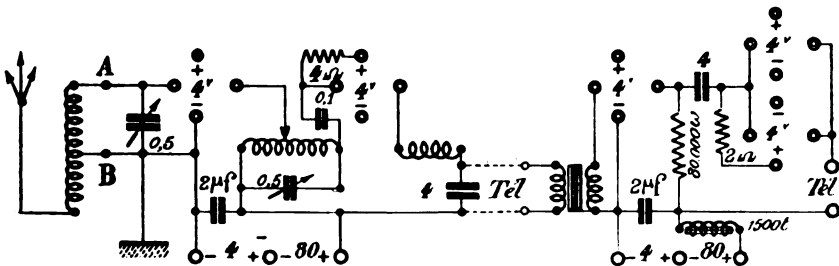


Fig. 4 et 5.

mais les réglages au moyen des curseurs sont difficiles.

Le second montage dérive directement du Reinartz, c'est celui de la figure 2. Il peut être employé avec

condensateur par une résistance de 1 à 3 mégohms. Il faut, de plus, que la capacité de ce condensateur variable soit faible $\left(\frac{0,25}{1.000}\right)$ maximum, et que la

capacité résiduelle soit très petite, conditions nécessitées par la petitesse de la capacité filament-grille. On peut monter ce condensateur, soit sur la connexion-terre, soit sur la connexion-grille, suivant les figures 3 et 3 bis.

Ce sont ces deux dernières formes (3 et 3 bis) qui semblent donner les meilleurs résultats, mais pour les réaliser commodément, il faut avoir des bobines à self variable d'une manière continue. Le fonctionnement, d'ailleurs, en est assez complexe.

Le montage à conseiller, dans tous les cas, est celui de la figure 2. C'est lui qui donne les résultats les plus réguliers. Dans les schémas qui suivent, l'on suppose que c'est ce montage qui est employé.

En pratique, on emploie deux lampes H. F., d'après le schéma dit en « lampe de couplage ». Il n'est pas nécessaire, dans ce cas, d'avoir une réaction accordée; au contraire, on amortit le plus possible le circuit de réaction en le bobinant en fil de maillechort par exemple. (Voir le schéma fig. 4.)

Si l'on veut du haut-parleur, on branche, à la place du téléphone, un amplificateur B F à deux ou trois étages (fig. 5). Le transformateur d'entrée est de rapport 3 et le dernier étage comprend deux lampes en parallèle.

Pour empêcher les sifflements on intercale entre le + 80 des accus et le + 80 de l'ampli, une bobine de self de 1500 à 2000 tours, 15 à $\frac{20}{100}$ sur un noyau de fil de fer de 12 à 15 mm de diamètre et de 6 à 7 cm de longueur (On peut aussi employer la carcasse d'un vieux transformateur) et l'on shunte le + 80 de l'ampli par un condensateur de 2 μ F, dont l'autre borne est réunie aux filaments. Tout le poste est alimenté par les mêmes batteries. Il n'y a que deux rhéostats de chauffage, un pour la H F et un pour la B F.

Voici maintenant les caractéristiques des bobines employées :

1^{re} Primaire : nid d'abeilles en $\frac{5}{10}$.
1 couche coton.

Diamètre intérieur : 27 mm. Épaisseur : 6 à 7 mm.

Nombre de spires par couche : 8.

Nombre de spires entre l'antenne et la prise A : 20.

Nombre de spires entre A et B : 70.

2^{de} Secondaire : Mêmes caractéristiques que la bobine primaire, à part les nombres de spires.

Nombre total de spires : 70-75.

Nombre de spires entre le + 80 et la plaque de la première lampe : 30 à 40.

3^{de} Réaction : nid d'abeilles en maillechort $\frac{1}{10}$ c.

Diamètre intérieur : 12 mm. Épaisseur : 5 à 6 mm.

Nombre de spires : 120 à 130.

Avec ces bobines, on obtient Londres (360 m) sur $\frac{0,3}{1000}$ environ au secondaire et les Postes, Télégraphes et Téléphones (450 m) sur $\frac{0,5}{1000}$.

Les nids d'abeilles primaire et secondaire sont bobinés sur un mandrin en bois tendre de 25 mm de diamètre.

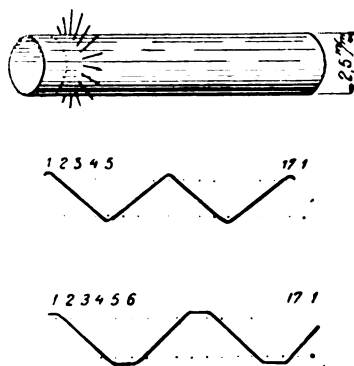


Fig. 6, 7 et 7 bis.

On y plante, bien régulièrement, deux rangées de dix-sept épingles dont on a coupé les têtes (fig. 6); les deux rangées sont distantes de 5 à 6 mm. On bobine de 4 en 4, suivant le schéma ci-joint (fig. 7), ce qui donne huit tours par couche. Si l'on emploie du fil plus petit (25 à $\frac{30}{100}$) et si l'on veut davantage de spires, on peut bobiner en

duo-latéral de 4 en 4 ou de 5 en 5 suivant le schéma (fig. 7 bis). Comme le bobinage classique en nid d'abeilles, il faut, au préalable, garnir le mandrin d'une couche de fil à l'intérieur et à l'extérieur des rangées d'épingles, et recouvrir ces spires à l'intérieur des rangées d'un ruban de papier.

Le bobinage une fois fait, on le ficelle entre les rangées d'épingles au moyen de quelques tours de fil de coton, puis on arrache les épingles et on enduit le tout de gomme laque. Il n'y a plus qu'à laisser sécher, et à dérouler les spires intérieures pour libérer la bobine de son mandrin. La confection d'une bobine demande moins d'une demi-heure, et le mandrin peut servir indéfiniment.

La bobine de réaction se fait d'après les mêmes principes, mais alors le mandrin n'a que 10 à 12 mm. de diamètre et le nombre d'épingles par rangée est réduit à treize. Évidemment, l'on pourrait utiliser le mandrin de 25 mm. mais, étant donné le faible diamètre du fil, la bobine serait fragile.

On peut aussi faire la réaction en fil de cuivre 3 à $\frac{5}{10}$ c sur le mandrin de 25 mm en lui donnant soixante à quatre-vingts tours, mais alors il faut se méfier des accrochages intempestifs.

Pour la réalisation des montages de la figure 3 et 3 bis, il est pratique d'utiliser des petites bobines nid d'abeilles en fil de cuivre $\frac{15}{100}$ c, deux couches de soie.

Diamètre intérieur : 12 mm, extérieur : 26 à 27 mm.

Nombre de spires : 120 à 150.

Ces bobines sont enfilées par quatre sur un tube de papier et dans le tube peut coulisser un noyau de fil de fer doux $\frac{10}{100}$ une couche de soie. Le dé-

placement du noyau, qui peut se faire à la main, permet de faire varier la self d'une manière absolument progressive. La fin d'une bobine est soudée au commencement de la suivante, et les cinq fils sortants sont reliés par des connexions, aussi courtes que possible, à des plots ou à des douilles de lampes faisant office de plots; dans ce dernier cas, les connexions aux autres appareils se font à l'aide de fiches mâles de lampes. Pour coupler deux de ces selfs entre elles, il suffit de les placer bout à bout ou bien de les juxtaposer.

Résultats obtenus : sur une antenne à trois fils de 90 m chacune, on entend, au casque, les postes anglais à toute heure du jour. La nuit, on les entend le casque sur la table.

Avec quatre lampes (ou cinq lampes, les deux dernières étant en parallèle), on a du beau haut-parleur pour une petite salle. Si l'on intercale, avant le dernier étage, B F à résistances, un autre étage B F à transformation (rapport deux à trois), on a du haut-parleur pour l'extérieur, c'est-à-dire qu'on comprend les paroles à 30 mètres. — F. LEMAIRE.

BIBLIOGRAPHIE

ÉMISSION

Quelques améliorations dans l'arc de Poulsen ; P. O. PEDERSEN. *Proceedings of the Institute of Radioengineers*, t. II, pp. 155-162, avril 1923. — Poursuivant ses études sur l'arc de Poulsen, l'auteur déduit de considérations théoriques qu'on n'a pas intérêt à produire l'arc dans un champ magnétique homogène. Ce champ devrait être plus faible dans la région où l'arc s'allume et plus intense dans celle où il s'éteint.

On peut arriver à ce résultat avec un électro-aimant à pièces polaires de section circulaire par un décentrement convenable de ces pièces. Des expériences faites dans ces conditions montrent que le rendement peut être augmenté de 25%. — JOUAUST.

mateur et poste à lampes. On écoute au téléphone, par transformateur.

Soient R, P, E : la résistance équivalente en série, la perte de puissance, le facteur de puissance du condensateur à étudier, f la fréquence. On a : $R = Af^{-k}$, $P = Bf^n$, $E = Df^{n-k}$. Pour la paraffine, le mica et le pyrex, les valeurs trouvées pour D sont : 0,00174, 0,0132, 0,0264 ; les valeurs de $k-n$ sont 0,30, 0,23, 0,215 ; les valeurs de $n+k$ sont toutes voisines de 2. La constante n est la même que dans l'équation de E. v. Schweidler donnant le courant dû aux charges résiduelles : $i = E C_0 \beta t^{-n}$; cette équation conduit à la valeur précédente pour la perte de puissance et à l'équation $C = C_0 (1 + Mf^{n-1})$ pour la capacité (M est une constante), relation vérifiée par l'expérience. — COURTINES.

MESURES

La variation de la perte de puissance dans les diélectriques en fonction de la fréquence ; MACKLEOD (H. J.) (*Phys. Rev.*, 21, 1923, p. 53-73). — Ces mesures sont faites, pour les fréquences de 3 000 à 1 000 000, par substitution à la résonance. Pour les fréquences comprises entre 500 et 3 000, on utilise un pont ayant pour bras de sensibilité des résistances et pour bras de mesure des capacités variables à air. On branche le condensateur à étudier aux bornes de l'une de ces capacités mise au zéro. L'ensemble, extrêmement ramassé, bien protégé électrostatiquement, est rendu le plus symétrique possible. De plus, les résistances d'isolement des condensateurs à air sont montées en parallèle sur les résistances de sensibilité. Le pont est excité par transfor-

RÉCEPTION

Circuits-filtres électriques ; COHEN (Louis). *Journal Franklin Institute*, n° 5 (1923), pp. 641-654. — Discussion analytique des filtres électriques du Dr G.-A. Campbell, tout à fait intéressante parce que présentant la théorie d'une manière beaucoup plus simple que ne le faisait le mémoire du Dr Campbell. Dans ce dernier, les filtres sont étudiés comme des lignes artificielles, ce qui n'est admissible que pour les filtres constitués par un nombre infini de circuits.

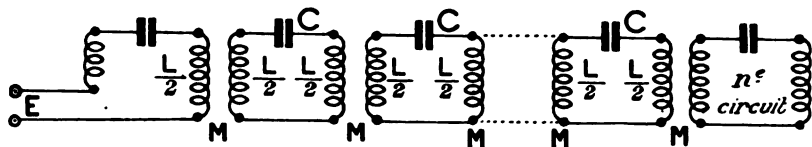
Le présent article traite au contraire le problème pour un nombre quelconque de circuits. Il envisage en particulier les cas suivants :

Premier cas. — Les n circuits identiques, contenant self et capacité, sont couplés indirectement.

On écrit la loi d'Ohm sous forme

complexe pour chacun des circuits, on résout facilement en remarquant que le m^e circuit est de la forme

$$I_m = Ae^{m\gamma} + Be^{-m\gamma}$$



Premier cas.

(car cette forme satisfait les n équations) et les constantes A et B sont déterminées par la première et la dernière équation; γ fait intervenir la fréquence et permet par suite de déterminer les valeurs de résonance.

On conclut facilement qu'il y a n résonances dont les fréquences sont comprises entre :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC\left(1 + \frac{2M}{L}\right)}}$$

et

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC\left(1 - \frac{2M}{L}\right)}}$$

Plus le nombre de circuits n est élevé, plus le nombre des résonances s'élève, constituant ainsi une véritable bande de résonances.

Deuxième cas. — Les n circuits

Les fréquences en résonance sont comprises entre zéro et $f_n = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$.

Elles sont en nombre n (nombre des circuits.)

b) Montage : capacités en séries : selfs en parallèle.

Les fréquences en résonance sont comprises entre l'infini et $f_n = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}$.

Elles sont en nombre n .

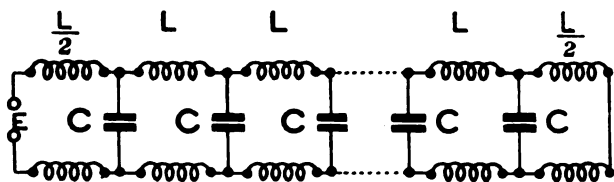
c) Montage : self + capacité en série, self + capacité en parallèle.

Si $L_1 = L_2$ et $C_1 = C_2$, les fréquences limitant la bande sont :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{3-\sqrt{8}}{LC}}$$

$$f_n = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{3+\sqrt{8}}{LC}}$$

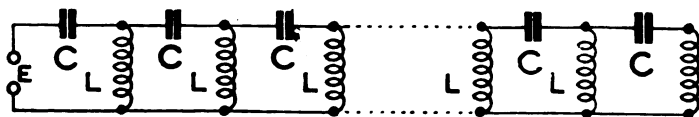
Le nombre de résonances est $2n-1$.



Deuxième cas (a).

La méthode est la même. En voici les conclusions :

(Chaque circuit ayant 2 périodes propres, il y a $2n$ résonances si les



Deuxième cas (b).

identiques sont directement couplés.

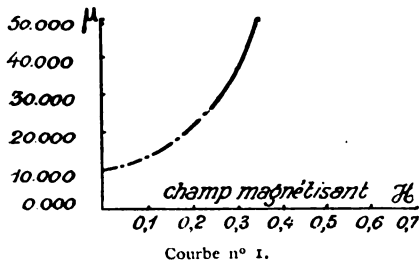
a) Montage : selfs en séries, capacités en parallèle :

impédances sont différentes, dans le cas actuel l'une des $2n$ fréquences est racine double). — R. DuBois.

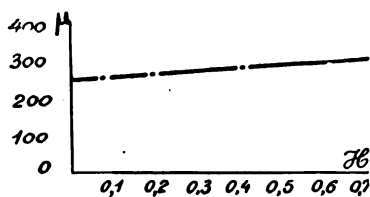
DIVERS

« **Permalloy.** » Alliage à grande perméabilité magnétique ; ARNOLD H. D. et ELMEN G. W. *Journal Franklin Institute*, n° 5 (1923), pp. 621 à 632. — L'alliage signalé est un fer-nickel (80% environ) présentant une perméabilité tout à fait remarquable.

Perméabilité du « Permalloy ».



Perméabilité du fer.



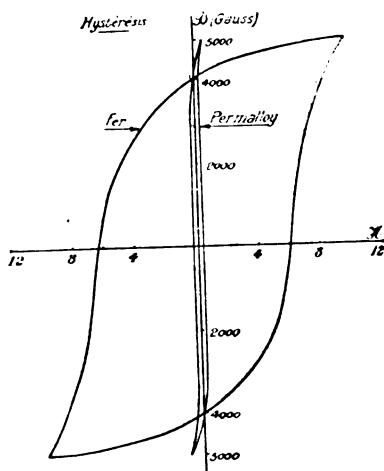
puisque sa valeur initiale pour les champs infiniment petits est déjà de 10 000 (dix mille) environ et qu'elle atteint 87 000 pour les champs d'un demi-gauss.

La saturation est atteinte pour des champs magnétisants de l'ordre du gauss, elle correspond à une induction de 10 000 à 11 000 gauss.

Cet alliage est donc du plus haut intérêt pour les courants magnétisants très faibles comme le montre la courbe 1.

Le cycle d'hystérésis est extrêmement resserré : pour 5 000 gauss d'induction maximum, la surface du cycle est 1/60 de celle du cycle d'hystérésis de fer doux (courbe 2).

Cet alliage possède d'autres propriétés magnétiques remarquables. Le phénomène de magnétostriction est extrêmement développé chez lui ; et il semble tout à fait réversible. La perméabilité varie notablement avec les efforts unitaires : la variation peut même atteindre 10%, ce qui est bien supérieur à l'ordre de grandeur du phénomène dans le fer. La conductibilité, qui varie avec la contrainte,



varie également avec l'induction magnétique, la variation pouvant atteindre 2%, ce qui est relativement considérable.

Au point de vue théorique, il y a là des faits du plus haut intérêt, comme par exemple l'influence énorme des traitements thermiques sur la perméabilité de l'échantillon de Permalloy.

Au point de vue pratique, le champ d'application est immense, en particulier il sera possible d'obtenir des selfs énormes pour un poids très réduit, ce qui présente un gros intérêt pour la pupinisation des câbles sous-marins, par exemple. — R. DU BOIS.

CORRESPONDANCE & AVIS

Un précurseur de la télégraphie sans fil.

Dans le rapport annuel, pour 1913, de la « Smithsonian Institution », le professeur Etihu Thomson rappelle que, vers la fin de l'année 1875, il eut l'occasion de faire avec le professeur E. J. Houston, alors que tous deux enseignaient à la « Central High School » de Philadelphie, les expériences dont je résume ci-dessous l'essentiel.

Il faut les regarder, semble-t-il, comme étant parmi les premières — sinon les premières — sur la télégraphie sans fil. Elles paraissent peu connues; pour ma part, ne les ayant encore trouvées dans aucun ouvrage, il m'a semblé intéressant de les signaler à ceux qui, comme moi, pouvaient les ignorer.

Une bobine de Ruhmkorff, pouvant donner des étincelles de quelques centimètres, était placée sur une table. Si, en faisant marcher l'interrupteur automatique qui se trouvait dans le circuit primaire de cette bobine, on rapprochait l'une de l'autre les extrémités du secondaire, des étincelles blanches fermaient le petit intervalle, d'environ 4 ou 5 centimètres, qui les séparait. On reliait d'autre part l'une de ces extrémités à une conduite d'eau, l'autre, par un fil de 1^{mm}50 environ, à un récipient d'étain isolé de la table par un bocal en verre. Dans ces conditions, un crayon à mine de plomb dont la pointe était finement taillée, permettait d'avoir une petite étincelle en amenant cette pointe presque au contact d'objets métalliques, tels que des boutons de portes, dans la salle d'expériences ou même au dehors.

On n'avait pas, ainsi, de détecteur bien sensible. Mais une idée due à Edison permit d'améliorer ce dispositif en mettant deux pointes de crayon taillées dans une « boîte obscure » —

verre fumé permettant l'observation de l'étincelle. On pouvait régler une des pointes ou les deux de façon à les amener presque en contact et à avoir une étincelle, qui indiquait, à coup sûr, un phénomène de caractère électrique, choc ou onde, dans le voisinage du récipient d'étain.

Ces premiers essais de détection furent poursuivis non seulement au même étage, mais dans tout le bâtiment où était la salle d'expériences, et jusqu'à son sommet, dans ce qui servait d'observatoire astronomique. Les objets métalliques, même isolés de la terre, donnaient partout lieu à de petites étincelles.

Il s'agit bien là d'une expérience de transmission d'énergie à distance et sans fil. — Le dispositif est identique, dans son principe, à l'oscillateur de Hertz ou au système d'émission directe de Marconi. On dirait, seulement, aujourd'hui que la conduite d'eau formait la « terre » de ce poste d'émission, et le récipient d'étain la « capacité terminale » de l'antenne, celle-ci étant le fil de 1^{mm}50.

Quant aux pointes des crayons, elles constituaient un véritable détecteur, et par les étincelles jaillissant dans leur intervalle, on décelait un phénomène de nature assurément électrique. — Comment pouvait-on, en 1875, interpréter ces faits ? Je traduis ce que dit le professeur Thomson à ce sujet : « Nous pensions, à cette époque, qu'après chaque décharge de la bobine, il y avait dans l'éther un choc ou une onde consistant en un état électrique rapidement inversé; et nous imaginions même qu'il pourrait y avoir dans ce procédé le germe d'un système de signalisation à travers l'espace ! »

Il ne semble pas, dans ces expériences, que les auteurs aient voulu, comme Hertz en 1887, chercher à prouver, selon la théorie de Maxwell, l'identité des radiations électromagnétiques et des radiations lumineuses.

Ces premiers essais ne furent pas, non plus, continués; car, après les lignes traduites ci-dessus, le professeur Thomson ajoute : « Cette étude ancienne était presque oubliée quand elle fut rappelée par le travail postérieur de Hertz qui, en 1887 environ, démontra, etc... »

Peut-être, si on avait alors soupçonné l'importance de ces phénomènes, la télégraphie sans fil serait-elle née quelques années plus tôt; ces expériences avaient lieu en effet quinze ans avant le cohéreur de Branly et l'antenne de Marconi. —
Lieutenant de vaisseau R. MARCHAND.

Un nouveau poste d'émission : 8 C H. — M. Butey, ingénieur des Arts et Manufactures, 77, rue Claude-Bernard, à Paris, nous informe qu'il vient d'obtenir l'autorisation des Postes et Télégraphes pour l'utilisation de son poste émetteur. M. Butey serait heureux si les amateurs qui ont l'habitude d'écouter les ondes courtes voulaient bien lui envoyer des renseignements sur ses émissions radiotéléphoniques.

« Ces dernières, nous dit-il, ont lieu généralement le mardi, le vendredi et le dimanche soir, de 22 h. 05 à 22 h. 35. La puissance dans l'antenne est d'environ 10 watts et la longueur d'onde est comprise entre 185 et 190 mètres. »

Ce poste a réussi, paraît-il, à se faire entendre faiblement en Suisse alors que le courant dans l'antenne n'excédait pas 0°3.

Nous adressons tous nos vœux de longue portée à 8 C H et nous ne doutons pas que nombreux seront les amateurs de 200 mètres qui chercheront à l'entendre et qui voudront bien communiquer leurs résultats d'écoute à son propriétaire.

Retransmission des émissions radiotéléphoniques de la Tour Eiffel. — Nous avons signalé dans un précédent numéro que le poste anglais

de Manchester retransmettait automatiquement les signaux horaires de la Tour.

On nous annonce aujourd'hui que ce même poste a répété également avec succès les émissions radiotéléphoniques de FL.

Il doit certainement être facile aux amateurs qui ont l'habitude d'entendre Manchester de capter cette retransmission et d'en juger la valeur. Nous serions heureux de savoir quels sont les résultats obtenus.

Concours d'élèves ingénieurs.

Un concours sera ouvert à Paris, le 15 octobre prochain, pour l'admission à l'École supérieure des Postes et des Télégraphes, de 8 élèves-ingénieurs.

Le programme correspond sensiblement à celui des deux licences ès sciences et au programme d'examen de sortie de l'École Polytechnique.

Pour tous renseignements, s'adresser à la Direction de l'École, 20, rue Las-Cases, Paris-VII^e.

NÉCROLOGIE

Nous avons appris avec douleur la mort de M. **André Rivet**, survenue accidentellement à Fontainebleau.

M. Rivet collaborait à la bibliographie de *L'Onde Électrique*. Ingénieur diplômé de l'École supérieure d'Électricité, il avait, après avoir accompli son service militaire au 8^e génie, travaillé quelque temps dans les laboratoires de la Radiotélégraphie militaire, et était actuellement attaché à la Compagnie Thomson-Houston. Tout faisait prévoir une brillante carrière pour ce jeune ingénieur; à la famille duquel nous adressons nos vives condoléances.

POMPE MOLÉCULAIRE HÉLICOÏDALE

*Communication faite à la Société « Les Amis de la T. S. F. »
le 14 novembre 1922*

par M. HOLWECK, chef des Travaux à l'Institut du Radium

Le vide élevé actuellement très utilisé, soit dans les laboratoires, soit dans l'industrie, est obtenu à l'aide d'appareils qui se rangent en deux groupes :

1° Les pompes à entraînement mécanique dont le type est la pompe moléculaire de Gaede ;

2° Les pompes à diffusion ou condensation de Gaede et de Langmuir, utilisant la vapeur de mercure.

La pompe moléculaire de Gaede, qui a fait réaliser un progrès considérable à la technique du vide au moment de son apparition (1914) est malheureusement un instrument délicat d'un démontage difficile. Elle est sujette à se remplir avec l'huile qui assure le graissage et l'étanchéité des paliers, soit lentement par capillarité (tous les trois mois environ), soit instantanément si l'on arrête sa rotation sans rétablir la pression atmosphérique dans tout l'appareil.

Les pompes à vapeur de mercure, très séduisantes par leur simplicité et leur grand débit, ont le grave inconvénient de nécessiter, lorsqu'on veut un vide élevé, l'emploi d'un réfrigérant plongé, soit dans l'air liquide, soit au moins dans la neige carbonique. Ce condenseur est destiné à arrêter la vapeur de mercure dont la pression à 18 degrés est d'environ une barye (*).

Il était intéressant de chercher à réaliser un instrument fonctionnant sans huile, robuste, facile à démonter, donnant directement un vide élevé et pouvant conserver, étant arrêté, son vide préparatoire, ce qui est précieux pour les triodes démontables fonctionnant sur pompe. On peut y arriver en modifiant profondément la construction de la pompe moléculaire de Gaede tout en en conservant le principe, c'est-à-dire l'entraînement des molécules gazeuses par chocs successifs contre une paroi se déplaçant à grande vitesse par rapport aux orifices d'entrée et de sortie du gaz.

Schématiquement la pompe hélicoïdale consiste en un tube enroulé en hélice et dont les parois sont formées de deux parties :

(*) Soit environ un millième de millimètre de mercure.

une partie fixe, constituée par un filet creusé dans un corps de pompe cylindrique épais et une partie mobile, se déplaçant à grande vitesse, constituée par un tambour cylindrique lisse tournant à l'intérieur du cylindre fixe et ne laissant qu'un très faible jeu.

Pour un sens de rotation convenable, et bien que la vitesse linéaire du tambour soit faible devant la vitesse moyenne d'agitation thermique des molécules gazeuses (35 m par seconde devant 500 m par

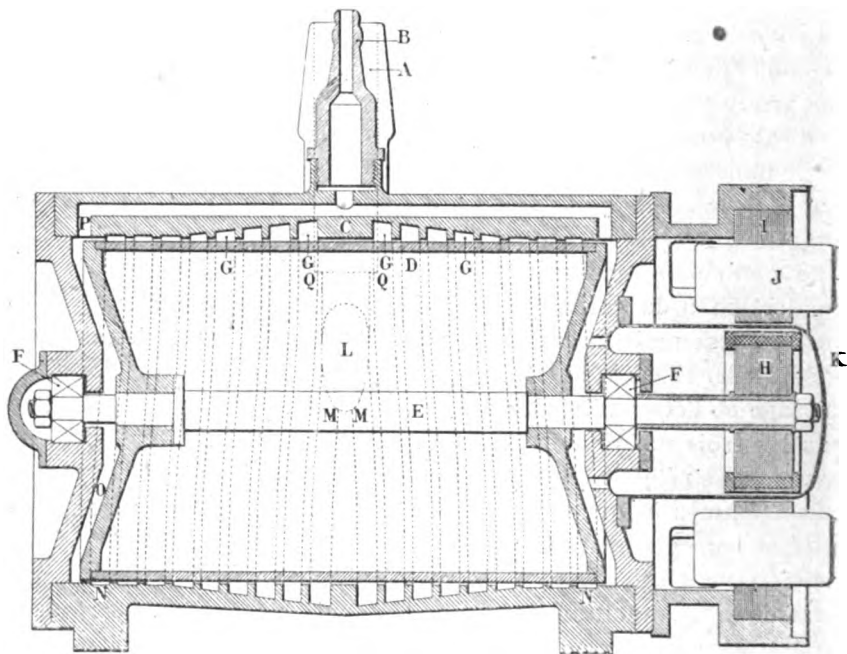


Fig. 1.

seconde environ), celles-ci sont entraînées par les chocs successifs contre le tambour et cheminent le long de l'hélice, pour être finalement évacuées dans une pompe préparatoire.

Description.

La pompe moléculaire se compose d'une partie fixe et d'une partie tournante dont les différents éléments sont entièrement placés dans le vide préparatoire.

La figure 1 montre les différentes parties de l'appareil. On y distingue un corps de pompe en bronze spécial dont l'intérieur est cylindrique. Deux hélices à pas contraires et de profondeur décroissante,

fonctionnant en parallèle, ont été creusées à l'intérieur de ce cylindre.

Les filets des deux hélices se réunissent au milieu de la pompe et communiquent par un gros canal d'aspiration avec le récipient à vider. Les deux autres extrémités de ces hélices aboutissent près des bords du cylindre, communiquent entre elles à l'aide d'un canal creusé dans la paroi du corps de pompe et sont en relation par un deuxième ajutage avec la pompe à vide préalable.

La profondeur décroissante des filets a pour but de tenir compte

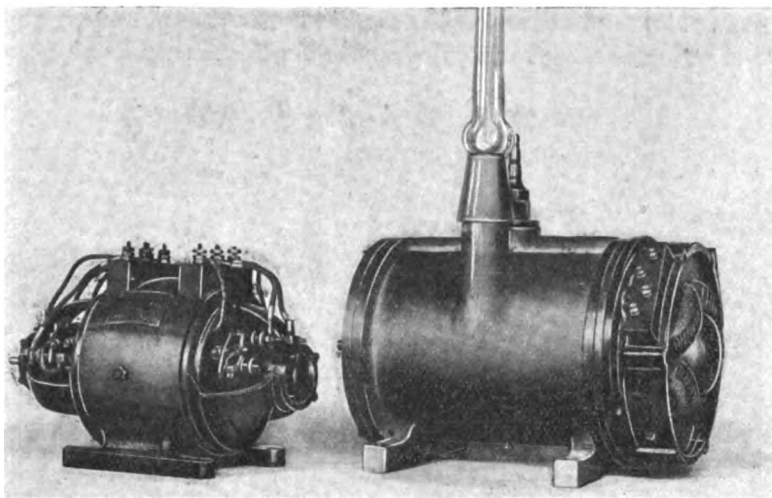


Fig. 2.

de la diminution du libre parcours des molécules du gaz par suite de l'accumulation de celui-ci dans la chambre mise en communication avec la pompe préparatoire.

Deux joues viennent s'emboîter de part et d'autre à l'intérieur du corps de pompe et ferment celui-ci à l'aide de deux grands rodages, maintenus par quelques vis. Ces joues portent en leur centre des logements recevant les roulements à billes qui assurent la rotation du cylindre intérieur.

La partie tournante est constituée par un cylindre lisse porté par un arbre tournant sur les deux enroulements à billes portées par les joues du corps de pompe.

L'intérieur du cylindre fixe et le tambour sont parfaitement cylindriques et le jeu existant entre eux n'est pas supérieur à 3/100 de millimètre.

L'entraînement de la partie tournante se fait sans lien mécanique par un petit moteur asynchrone dont le rotor est dans le vide et le stator dans l'air.

Le rotor de ce dispositif d'entraînement est monté à l'extrémité de l'arbre du cylindre tournant. Une cloche étanche très mince, en métal très résistant, ne consommant que quelques watts par courants de Foucault, est placée entre le rotor et le stator en passant par l'entrefer: cette cloche est appliquée contre une des joues du corps de pompe, à l'aide d'un rodage et de quelques vis de fixation.

La partie tournante de la pompe est donc entièrement dans le vide et montée sur des roulements à billes très bien calibrés. Ces rou-

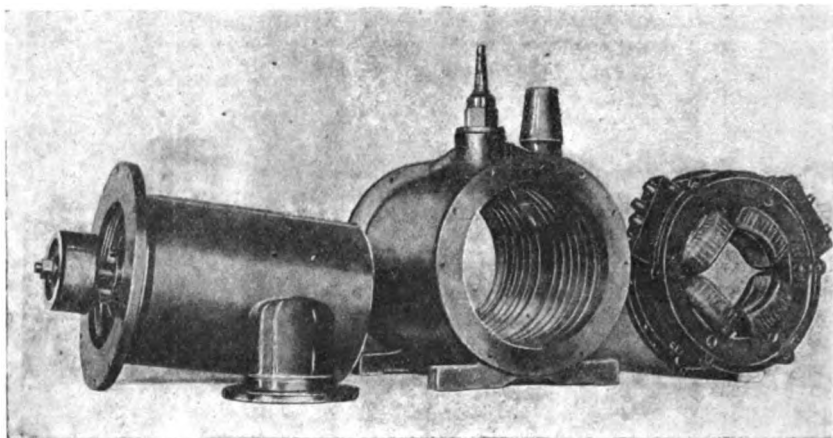


Fig. 3.

lements sont très légèrement lubrifiés à l'aide d'une goutte d'huile de vaseline au moment du montage. Ils n'ont à supporter aucun effort de traction, grâce au dispositif d'entraînement employé. Ils peuvent rester de nombreux mois sans être huilés à nouveau, ce qui est un très gros avantage de l'appareil, aucune rentrée d'huile dans la pompe n'étant possible; l'arrêt et la mise en marche de celle-ci peuvent se faire à un moment quelconque, le vide préalable existant ou n'existant pas à l'intérieur de l'appareil.

La partie tournante est parfaitement équilibrée et, lorsque le cylindre tourne dans le vide à 4 000 tours par minute, la puissance nécessaire pour entretenir la rotation est de l'ordre de 10 watts.

Lorsque le vide préparatoire est bon, le cylindre lancé à 4 000 tours par minute et abandonné à lui-même peut mettre plus de trois quarts d'heure pour s'arrêter.

Le stator du moteur d'entraînement est monté sur une pièce en fonte venant s'emboîter sur l'une des joues du corps de pompe, ce qui en assure le centrage par rapport au rotor; trois écrous de fixation retiennent le stator.

La vitesse de rotation de la pompe doit être au minimum de 3000 tours par minute. Le moteur à champ tournant du dispositif d'entraînement peut donc être alimenté directement par du courant diphasé de 50 périodes au **minimum**, à **condition** de travailler avec un bon vide préparatoire (1). **Lorsqu'on ne dispose pas** de ce courant, il est préférable d'employer une **petite commutatrice transformant** le courant continu en courant de 75 périodes. La pompe fonctionne alors à 4500 tours dans d'excellentes conditions.

Plusieurs types de pompes ont été construits : dans tous ces types, le diamètre du tambour D est de 15 cm, le pas de l'hélice est de 1,5 cm, la largeur du canal de 1,1 cm, **mais on a fait varier** la profondeur des filets et la longueur du canal de **façon** à modifier le rapport R entre les pressions du côté vide préparatoire et du côté bon vide et le débit D de la pompe (R est d'autant plus grand et D plus petit que le canal est plus long et plus plat).

Dans le type A, nous avons, de chaque côté de l'orifice, quatre tours et quart d'un canal dont la profondeur maximum est de 5 mm, suivi de deux tours et demi d'un canal de profondeur constante et égale à 0,5 mm.

Dans le type B, nous avons trois tours et demi d'un canal allant de 8 mm à 0,5 mm suivi de deux tours et quart de 0,5 mm.

Dans le type C, nous avons trois tours et demi d'un canal allant de 17 mm à 0,5 mm, suivi de deux tours et quart de 0,5 mm.

La figure 2 représente une pompe type B avec sa commutatrice.

La figure 3 montre une pompe à très grand débit, type C, démontée.

Résultats.

Vide limite. Rapport R. — Pour ces trois types d'instruments, avec une vitesse de rotation de 4500 tours par minute et un vide préparatoire de 15 mm de mercure, la pression des gaz parfaits subsistant du côté bon vide est certainement inférieure à 10^{-3} barye; cette pression étant mesurée au moyen d'un manomètre absolu de Knudsen avec interposition d'un réfrigérant dans l'air liquide. Sans air liquide, avec une pompe très propre, la pression limite est de

(1) Quelques millimètres de mercure.

l'ordre de quelques centièmes de barye : le débit de la pompe s'annulant beaucoup plus tôt pour les gaz condensables que pour les gaz parfaits.

La figure 4 représente une installation de mesure du vide limite dans laquelle on voit une pompe type A, un siphon pouvant être plongé dans l'air liquide et le manomètre absolu de Knudsen. Cet instrument très sévère indique la pression en tenant compte de toutes

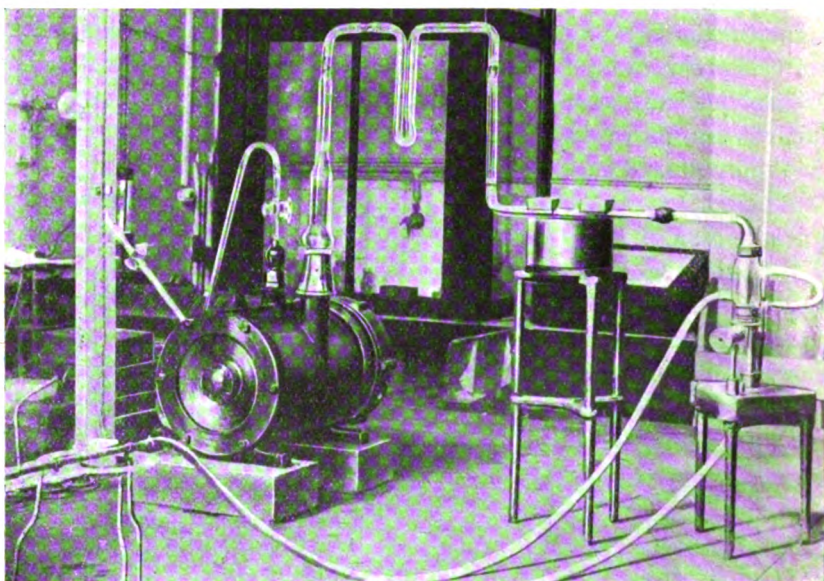


Fig. 4.

les tensions de vapeur, ce que ne fait pas la jauge de MacLeod qui donne une idée tout à fait exagérée du vide obtenu.

Le rapport R a été déterminé en augmentant la pression p du gaz du côté vide préparatoire jusqu'à obtenir 10^{-2} barye de gaz parfait du côté bon vide. On a ainsi trouvé pour le type A : $p = 40$ à 80 mm ⁽¹⁾, $R = 4$ à 8 millions; pour le type B : $p = 28$ mm, $R = 2,8$ millions; pour le type C : $p = 16$ mm, $R = 1,6$ million ⁽²⁾.

Débit. — Pour mesurer le débit, la pompe était réunie à un ballon de 7,5 litres au moyen d'un gros canal dans lequel se trouvait un large clapet rodé, mobile de l'extérieur au moyen d'un électro-aimant. Le ballon communiquait avec un manomètre. Pour faire la mesure, on ouvrait pendant deux ou cinq secondes le clapet et on

⁽¹⁾ Suivant le centrage du tambour dans le corps de pompe.

⁽²⁾ Pour les pompes à condensation le rapport R est au maximum de 10000.

mesurait la variation de pression dans le ballon. Le débit, qui est une fonction de la pression moyenne, est donné par la formule :

$$D = \frac{v}{t} \log_e \frac{p_1}{p_2}$$

dans laquelle v est le volume du ballon, t le temps qui sépare les deux mesures, p_1 et p_2 les deux pressions avant et après le temps t .

La pompe type A a donné une courbe de débit en fonction de la pression très analogue à celle de la pompe moléculaire de Gaede.

La pompe type B a un débit maximum de 2,3 litres par seconde.

La pompe type C a un débit maximum très grand pour les basses pressions : 4,5 litres par seconde, mais un débit plus faible que le type A pour les pressions élevées.

Les résultats sont résumés dans le tableau suivant :

Pression moyenne en baryes (env.).	100	10	1
Pression moyenne en millimètre de mercure	1/10	1/100	1/1000
Débit en litres par seconde. Type A	1,3	1,4	1,3
Type B.		2,3	
Type C.	1,0	3,5	4,5

Usages des différents types. — La construction en série ne porte actuellement que sur les types B et C (il n'existe que vingt-huit pompes du type A). Le type B est celui qui convient aux usages variés lorsqu'on ne recherche pas particulièrement un très grand débit ou lorsque celui-ci est limité par les étranglements nécessaires à la fermeture des instruments vidés (lampes de télégraphie sans fil d'émission ou de réception, etc.).

Le type C est destiné surtout aux appareils pouvant être réunis à la pompe par un canal gros et court, sans robinets ni étranglement : c'est le cas des appareils de laboratoire fonctionnant sur pompe, ainsi que celui des triodes démontables à vide entretenu.

Nous publierons prochainement une étude détaillée de ces nouveaux instruments.

La pompe hélicoïdale a été très habilement réalisée par M. Beau-douin à qui j'adresse tous mes remerciements ainsi qu'à l'ingénieur de sa maison, M. Gondet.

F. HOLWECK.

ÉTAT ACTUEL DES FORMULES SUR LA PROPAGATION DES ONDES ⁽¹⁾

par M. L. AUSTIN

(United States Naval Radio Research Laboratory Washington, D. C.)

Nos connaissances quantitatives sur la propagation des ondes à grande distance peuvent se résumer ainsi :

Toutes les formules établies, sans prendre en considération l'existence dans la haute atmosphère d'une couche conductrice réfléchissante se sont montrées impuissantes à représenter la réalité.

Le professeur G.-N. Watson ⁽²⁾ a démontré, par le calcul, que la présence à une hauteur d'une centaine de kilomètres, d'une couche réfléchissante ayant une conductivité très vraisemblable, conduit à introduire dans l'expression du champ électrique un coefficient exponentiel d'atténuation de la même forme que celui qui a été déduit des observations par des considérations semi-empiriques. La loi obtenue par ces considérations est représentée par la formule (1) suivante, qui donne grossièrement la moyenne des valeurs observées pour l'intensité *E* du champ électrique, en un lieu tel que le trajet des ondes ait lieu sur mer et de jour.

$$(1) \quad E = 120 \pi \frac{h I}{\lambda d} e^{-\frac{0,0015 d}{\sqrt{\lambda}}}.$$

λ et d sont la longueur d'onde et la distance en kilomètres,

h la hauteur de rayonnement en mètres,

I l'intensité dans l'émetteur en ampères,

E est fourni en volts.

Cette relation est valable pour les distances allant jusqu'à 6 000 kilomètres. Elle suppose que la terre est un plan indéfini. Si l'on doit tenir compte de sa courbure, comme cela est nécessaire pour les très grandes distances, il faut remplacer au dénominateur la distance d par $R \sin \varphi$, R étant le rayon terrestre et φ l'angle au centre des rayons passant par les points d'émission et de réception.

⁽¹⁾ Cet article n'est pas une traduction: il a été écrit spécialement pour *l'Onde Électrique*.

⁽²⁾ Proceedings Royal Society of London, A Vol. 95, p. 546, 1919.

On obtient alors la formule plus exacte :

$$(2) \quad E = 120 \pi \frac{I h}{\lambda R \sin \varphi} e^{-\frac{0,0015 d}{\sqrt{\lambda}}}.$$

Cette relation donne des résultats de 20 % supérieurs à ceux de la formule (1), pour la distance Paris-Washington.

La formule (1) avait été déduite presque uniquement de mesures faites par la méthode du téléphone shunté et, jusqu'à ces derniers temps, elle n'avait pas reçu de vérification par d'autres méthodes, tout au moins pour de grandes distances; aussi sa valeur a-t-elle été fort discutée à cause du peu de confiance accordé à la méthode du téléphone shunté.

Il est donc heureux que, dans ces dernières années, un certain nombre de chercheurs se soient intéressés à la mesure de l'intensité des signaux radiotélégraphiques transatlantiques. Voici quelques-uns des résultats obtenus.

Mr. G.-W. Pickard ⁽¹⁾, à Seabrook, New Hampshire U. S. A. :

Mesures sur Bordeaux et Nauen; réception sur cadre. Comparateur à haute fréquence sous cage, couplage par résistance; 23 jours d'observation en août et septembre 1921; trajet des ondes tout entier dans le jour.

Valeur moyenne de $\frac{E_{\text{obs.}}}{E_{\text{calc.}}}$: Nauen 1,0; Bordeaux 1,5.

Mr. J.-L. Eckersley ⁽²⁾, à Chelmsford, Angleterre :

Mesures sur New Brunswick, Marion et Tuckerton. Réception sur antenne. Comparateur à haute fréquence sous cage, couplage inductif.

24 heures pour chaque station, en mai 1921.

Valeur moyenne de $\frac{E_{\text{obs.}}}{E_{\text{calc.}}}$ pour les observations de jour : New Brunswick 1,89; Marion 1,82; Tuckerton 1,81.

Mr. G. Vallauri ⁽³⁾, à Livourne :

Mesures sur Annapolis. Réception sur cadre; comparateur à haute fréquence, sans cage, couplage inductif.

Observations continues pendant 26 heures, en août 1919.

⁽¹⁾ Proceedings IRE 10, p. 161, 1922. — Analyse dans *l'Onde Électrique*, 1^{re} année, n° 10, p. 590.

⁽²⁾ Journal IEE, London, 59, p. 677, 1921.

⁽³⁾ Proceedings IRE 8, p. 286, 1920.

Valeur de $\frac{E_{\text{obs.}}}{E_{\text{calc.}}} = 10,7$ pour la moyenne générale, 13 pour les observations de jour.

Mr. C-R. Englund ⁽¹⁾ (Western Electric Co), à Cliffwood, New Jersey, U. S. A. :

Mesures sur Nauen. Réception sur cadre; comparateur à haute fréquence sous cage, couplage par résistance.

31 jours en février, mars et avril 1922.

Trajet des ondes entièrement dans le jour :

Valeur moyenne de $\frac{E_{\text{obs.}}}{E_{\text{calc.}}} = 2,2$.

Mr. L.-W. Austin, Washington :

Mesures sur Bordeaux et Nauen. Réception sur antenne; comparateur à fréquence acoustique.

Durée un an, de mars 1922 à février 1923 inclus, tous les jours sauf le dimanche.

Valeur moyenne de $\frac{E_{\text{obs.}}}{E_{\text{calc.}}} = 2,0$ pour Nauen: 2,3 pour Bordeaux.

*
**

On voit que, pour des ondes de 10 000 à 25 000 m et pour une distance de 6 000 km environ, la moyenne des valeurs de $\frac{E_{\text{obs.}}}{E_{\text{calc.}}}$ est de 1,81 en mettant à part les expériences de Vallauri qui se trouvait apparemment dans des conditions particulières de réception.

Le Dr Brown, de l' « American Telegraph and Telephone Company » indiqua, dans une récente conférence faite devant la « National Academy of Sciences », à Washington, qu'il avait obtenu, par des mesures faites à Londres, une concordance presque parfaite entre les valeurs observées et calculées pour les transmissions téléphoniques de jour faites de Rocky Point (Long Island), l'hiver dernier sur l'onde de 5300 m ⁽²⁾. Des mesures faites jusqu'à des distances de 1 000 milles (1852 km), par la même compagnie sur les signaux téléphoniques de navires, utilisant l'onde de 400 m, ont également fourni une excellente vérification ⁽³⁾.

Si notre formule semble convenablement vérifiée pour des distances égales ou inférieures à 6 000 ou 7 000 km, par contre, les expé-

⁽¹⁾ Proceedings IRE 11, p. 26, 1923. Voir ci-après p. 550.

⁽²⁾ *Ibid.*, p. 126, 1923.

⁽³⁾ *Ibid.*, 11, p. 137, 1923.

riences laborieuses de Vallauri⁽¹⁾ sur Annapolis donnèrent des résultats treize fois plus forts que le calcul, et les mesures faites à bord de l'*Aldébaran*⁽²⁾ pendant sa croisière sur l'Océan Indien jusqu'à Tahiti, fournirent, pour de plus grandes distances, des nombres beaucoup plus forts que ceux calculés. D'autre part, dans une traversée d'Angleterre en Australie par Panama, la Compagnie Marconi a également constaté qu'au delà de 8000 km les signaux deviennent beaucoup plus forts que ne l'indique la formule.

Les observations de l'*Aldébaran* furent probablement influencées, pendant une partie du voyage, par les mers à forme allongée qui se trouvaient sur le chemin des signaux, mais les grands écarts obtenus aux grandes distances, rapprochés de ceux constatés par la Compagnie Marconi, donnent l'impression que les formules (1) et (2) ne représentent plus convenablement les faits pour ces distances.

Pour obtenir des précisions sur ce point, on pourrait faire de très longues séries de mesures dans l'Australie orientale et aux Philippines sur des stations de la côte américaine, à des heures où le trajet complet des ondes serait dans le jour; les distances seraient alors de 11 000 à 12 000 km et le chemin des ondes se trouverait à peu près débarrassé de toute terre perturbatrice. Des distances sur mer encore plus grandes jusqu'à 16 000 ou 18 000 km pourraient être atteintes entre Cavite, aux Philippines, et Panama ou quelque autre point de la côte ouest de l'Amérique du Sud, avec une faible probabilité de troubles dus aux terres.

L.-W. AUSTIN.

⁽¹⁾ *Ibid.*, 8, p. 286, 1920.

⁽²⁾ *Radio Review*, 2, p. 618, 1921. — *Radioélectricité*, t. I, p. 487-493 et 567-574, 1921.

COURBE D'ÉTALONNAGE DES CONDENSATEURS VARIABLES A AIR

Par M. F. BEDEAU, Agrégé de l'Université

Emploi des boîtiers de garde

Dans un précédent article ⁽¹⁾, j'ai indiqué comment on pouvait mesurer avec précision les capacités en valeur absolue. Deux circuits oscillants à ondes entretenues A_1 et A_2 sont exactement accordés sur la même longueur d'onde et comme ils agissent l'un et l'autre sur un même circuit récepteur muni d'un téléphone, on n'entend aucun son lorsque l'accord est parfaitement réalisé, sinon il se produit des battements.

Le circuit A_1 comprend deux condensateurs montés en parallèle, l'un C_1 est le condensateur variable à air qu'il s'agit d'étalonner, l'autre C' , également variable, a une capacité calculable; en fait, il est constitué par deux armatures cylindriques. Les variations de capacité de C_1 sont mesurées au moyen de la méthode « par différence »; lorsqu'on augmente C_1 d'une quantité ΔC_1 , il faut diminuer C' d'une quantité $\Delta C' = \Delta C_1$ pour réaliser la même longueur d'onde. Toutefois, j'ai montré que cette égalité $\Delta C' = \Delta C_1$ ne se réalisait qu'à la condition que la longueur d'onde utilisée λ soit grande devant la longueur d'onde propre λ_0 ou longueur d'onde fondamentale du circuit. D'ailleurs, s'il n'en était pas ainsi, la capacité C' du condensateur cylindrique ne

serait plus donnée par la formule classique $C' = \frac{L}{2 \log \frac{R_2}{R_1}}$, R_2 et R_1 désignant les rayons de l'armature externe et de l'armature interne et

L la longueur du condensateur ⁽²⁾.

La méthode avait été appliquée à l'étalonnage d'un condensateur

⁽¹⁾ *L'Onde Électrique*, février 1923.

⁽²⁾ Soit un condensateur cylindrique de longueur L ; on peut admettre que la répartition du potentiel v le long de ce condensateur est sinusoidale et à un instant donné elle est de la forme $v = V_0 \cos \frac{2 \pi x}{\lambda}$.

L'énergie électrostatique relative à un élément situé à distance x de l'origine et de longueur dx a pour valeur

$$dW = \frac{1}{2} c V_0^2 \cos^2 \frac{2 \pi x}{\lambda} dx,$$

c désignant la capacité unitaire.

numéroté P. 110 bis, mais seulement pour les capacités comprises entre les divisions 60 et 120 degrés de la graduation. Je me suis proposé d'étalonner un nouveau condensateur numéroté M. 129, commandé par M. Mesny pour l'Établissement central de la Radiotélégraphie militaire.

Ce condensateur ne diffère des condensateurs usuels à secteurs que par deux points : 1° l'armature mobile est montée sur roulements à billes; 2° un vernier au $\frac{1}{10}$ permet de faire les lectures.

L'étalonnage a nécessité trois séries d'expériences correspondant aux graduations comprises entre zéro et soixante-dix degrés, entre soixante et cent vingt degrés et enfin entre cent dix et cent quatre-vingts degrés.

I. Étalonnage entre zéro et soixante-dix degrés. Capacité résiduelle. — Le problème est un peu différent de celui qui avait été résolu précédemment pour l'étalonnage en valeur absolue du condensateur P. 110 bis pour les capacités comprises entre soixante et cent vingt degrés; en effet, les capacités à mesurer sont trop faibles pour constituer la capacité totale du circuit oscillant si l'on veut conserver une longueur d'onde de l'ordre de 1 000 mètres; il faudra donc monter en parallèle avec le condensateur C_1 qu'il s'agit d'étalonner, non seulement le condensateur cylindrique C' , mais encore un condensateur auxiliaire C . Or, on sait que les fils de connexion reliant les différents condensateurs doivent être aussi courts que possible de façon à réduire l'effet de selfs parasites qui ne s'élimine pas complètement

En intégrant entre les limites 0 et L on trouve

$$W = \frac{1}{4} c L V_0^2 \left[1 + \frac{\sin \frac{4\pi L}{\lambda}}{\frac{4\pi L}{\lambda}} \right].$$

Si L est très petit devant λ on retrouve bien la formule $W = \frac{1}{2} C V_0^2$ puisque $c L = C$ capacité totale.

En développant le sinus en série et ne conservant que les termes en λ^2 , il vient

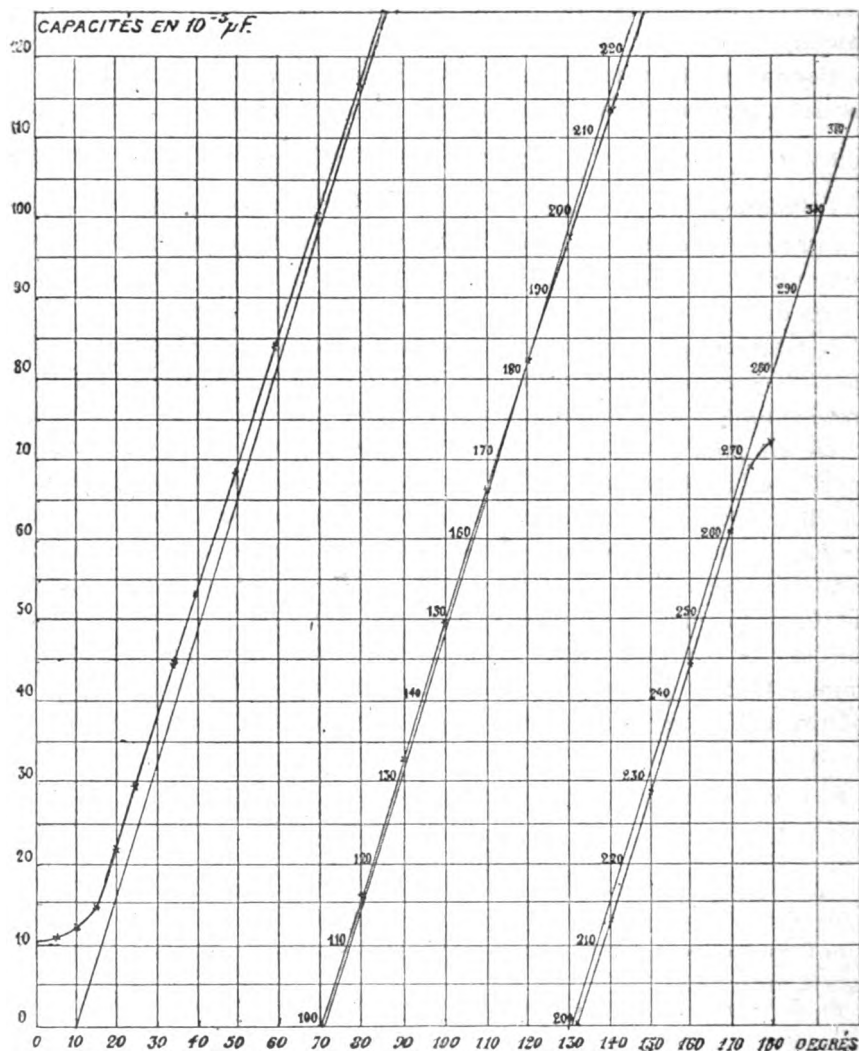
$$W = \frac{1}{2} c \left[1 - \frac{4}{3} \pi^2 \frac{L^2}{\lambda^2} \right].$$

Pour $L = 1$ mètre et $\lambda = 1000$ mètres, ce qui est le cas des expériences, on trouve que la capacité a pour valeur

$$C = \frac{L}{2 \text{ Log } \frac{R_2}{R_1}} \left[1 - \frac{4}{3} 10^{-5} \right].$$

On voit que la correction est négligeable; elle serait déjà supérieure au $\frac{1}{1000}$ pour $\lambda = 100$ mètres.

alors même que l'on utilise la méthode par différence; les condensateurs étant rapprochés réagissent les uns sur les autres et de plus les capacités, surtout si elles sont faibles, ne sont plus définies, elles sont



fonction de la position des appareils. On s'expliquera facilement que les réactions des capacités les unes sur les autres peuvent produire des perturbations importantes si on remarque que la plupart des constructeurs relie l'armature fixe au boîtier métallique dans lequel est renfermé l'appareil, c'est d'ailleurs la raison pour laquelle les capacités résiduelles sont relativement importantes. On voit claire-

ment sur la figure 1 que la capacité du circuit oscillant à ondes entretenues est augmentée du fait que les boîtiers des condensateurs C et C_1 montés en parallèle sont l'un réuni à la grille et l'autre à la plaque. L'expérience montre que non seulement la capacité résiduelle de C_1 est modifiée par la présence de C, mais qu'il en est encore de même des variations de C_1 au moins pour les valeurs inférieures à 50.10^{-10} microfarads [40° environ de la graduation].

Par contre, lorsque la valeur de C_1 est notable, ses variations ne dépendent pratiquement plus de C. Bref, suivant qu'on réunira les deux boîtiers à la grille ou à la plaque ou bien l'un à la grille et l'autre à la plaque comme sur la figure 1, on pourra observer dans la valeur des faibles capacités des variations de l'ordre du $\frac{1}{100}$.

Avec le dispositif utilisé, l'action des capacités parasites est d'ailleurs bien facile à mettre en évidence : le circuit étudié A, et le circuit tare A₂ étant réglés de façon que le son résultant soit audible, il suffit d'approcher la main de l'armature de l'un des condensateurs pour modifier la hauteur du son et la variation peut être de l'ordre de l'octave.

Cylindres de garde. — L'usage des anneaux et des cylindres de garde est classique en électrostatique [électromètres de lord Kelvin et de Bichat et Blondlot]; l'appareil de garde est porté au même potentiel fixe que celui de l'armature qu'il s'agit de protéger et « ce potentiel fixe est celui du sol et des corps extérieurs » (1).

Dans les circuits oscillants à ondes entretenues, les armatures des condensateurs étant à des potentiels variables, il serait inutile de relier l'une des armatures à un cylindre de garde; par contre il y a dans le circuit un point ω (fig. 1) à potentiel constant qui est relié au pôle négatif du filament; on peut donc placer chaque condensateur dans un récipient métallique isolé du boîtier et relié à ce point à potentiel fixe. Le récipient métallique modifiera d'ailleurs la capacité totale qu'il s'agit de mesurer, mais cette capacité présentera l'avantage d'être définie.

Il est facile de se rendre compte d'une façon précise du rôle du cylindre de garde.

Soit un condensateur de capacité C représenté schématiquement

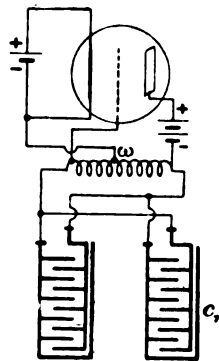


Fig. 1.

(1) Bichat et Blondlot, *Électrostatique*, p. 114.

par les plateaux α et β (fig. 2) et deux selfs $\mathcal{L}_1$ et $\mathcal{L}_2$ montées en série mais ne réagissant pas l'une sur l'autre; supposons le point ω maintenu à un potentiel fixe que nous prendrons comme origine des potentiels, nous avons ainsi constitué un circuit oscillant de période $T = 2\pi\sqrt{\mathcal{L}C}$ avec $\mathcal{L} = \mathcal{L}_1 + \mathcal{L}_2$. Nous allons rechercher ce que devient cette période lorsque les armatures α et β sont protégées par des cylindres de garde représentés schématiquement par les plateaux α' β' reliés au point ω . Le condensateur C ayant été préalablement chargé et toutes les résistances étant supposées négligeables, la décharge sera oscillante; les

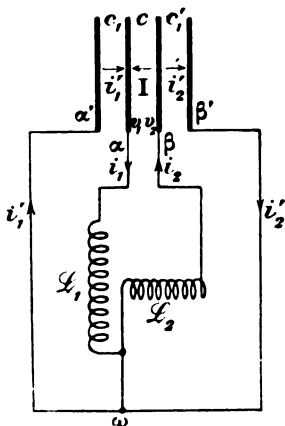


Fig. 2.

plateaux α et β seront alternativement positifs et négatifs par rapport à α' et β' , des courants de déplacement circuleront non seulement de α à β , mais encore de α' à α et de β' à β , la capacité du système sera augmentée et par conséquent sa période.

Désignons par V_1 , V_2 les potentiels de α et β ; par C_1 , C_1' les capacités des condensateurs constituées par $\alpha\alpha'$ et $\beta\beta'$; par i_1 , i_1' , i_2 , i_2' les courants dans les branches $\alpha\omega$, $\alpha'\omega$, $\beta\omega$, $\beta'\omega$, soit enfin I le courant de déplacement allant de β vers α .

Avec les sens positifs choisis et en appliquant le lemme de Kirchhoff aux courants de déplacement on a :

$$(1) \quad i_2 = I + i_2'$$

$$(2) \quad i_1 = I + i_1'$$

et d'autre part

$$(3) \quad i_1' = -C_1 \frac{dV_1}{dt} \quad (4) \quad i_2' = C_2 \frac{dV_2}{dt} \quad (5) \quad V_1 = \mathcal{L}_1 \frac{di_1}{dt} \quad (6) \quad V_2 = -\mathcal{L}_2 \frac{di_2}{dt}.$$

Si M est la charge du plateau α

$$(7) \quad M = C(V_1 - V_2) \text{ et } \frac{dM}{dt} = -I = C \left(\frac{dV_1}{dt} - \frac{dV_2}{dt} \right).$$

Entre ces sept équations, éliminons i_1' , i_2' , I puis V_1 et V_2 on arrive au système

$$(8) \quad \mathcal{L}_1 C_1 \frac{d^2 i_1}{dt^2} - \mathcal{L}_2 C_2 \frac{d^2 i_2}{dt^2} + i_1 - i_2 = 0$$

$$(9) \quad \mathcal{L}_1 C \frac{d^2 i_1}{dt^2} + \mathcal{L}_2 (C_1 + C_2) \frac{d^2 i_1}{dt^2} + i_2 = 0.$$

Éliminons enfin i_2 on aura

$$(10) \quad \mathcal{L}_1 \mathcal{L}_2 (C + C_2) (CC_1 + CC_2 + C_1 C_2) \frac{d^4 i_1}{dt^4} + \\ + \left[\mathcal{L}_1^2 (C + C_2)^2 + \mathcal{L}_1 (CC_1 + CC_2 + C_1 C_2) + \mathcal{L}_1 C^2 \right] \frac{d^2 i_1}{dt^2} + (C + C_2) i_1 = 0.$$

Dans le cas qui nous intéresse particulièrement, une seule des armatures (celle qui est reliée au boîtier) sera protégée par un cylindre de garde, c'est-à-dire que $C_2 = 0$, d'autre part dans le cas des expériences $\mathcal{L}_1 = \mathcal{L}_2$.

L'équation (10) se réduit donc à

$$(11) \quad \mathcal{L}_1^2 C_1 C_2 \frac{d^4 i_1}{dt^4} + \mathcal{L}_1 (2C + C_1) \frac{d^2 i_1}{dt^2} + i_1 = 0.$$

L'équation caractéristique est de forme $ax^4 + bx^2 + c = 0$ avec

$$x^2 = -\frac{b}{2a} \pm \left(\frac{b^2}{4a^2} - \frac{c}{a} \right)^{\frac{1}{2}}$$

qui se réduit à

$$x^2 = -\frac{b}{2a} \pm \left(\frac{b}{2a} - \frac{c}{b} \right)$$

en tenant compte de ce que C_1 est faible devant C .

L'une des valeurs de x^2 est

$$x_1^2 = -\frac{c}{b} = -\frac{1}{\mathcal{L}_1 (2C + C_1)} = -\frac{1}{\mathcal{L} \left(C + \frac{C_1}{2} \right)}$$

et l'autre est

$$x_2^2 = -\frac{b}{a} + \frac{c}{b} = -\frac{4}{\mathcal{L} C_1}$$

[en négligeant C_1 dans les termes en $C + C_1$].

Le courant i_1 peut donc être considéré comme la superposition de deux courants ayant pour période T_1 et T_2 tels que

$$T_1 = 2\pi \sqrt{\mathcal{L} \left(C + \frac{C_1}{2} \right)} \quad T_2 = 2\pi \sqrt{\mathcal{L} \frac{C_1}{4}}$$

Seule, la première période nous intéresse.

J'ai admis, ce qui est le cas général, que la capacité C_1 est faible devant C et que T_1 est très voisin de T ; par contre pour de faibles valeurs de C , en particulier lors de la mesure de la capacité résiduelle, T_1 et T seront notablement différents.

Première remarque. — On peut se demander s'il n'y aurait pas

lieu de protéger, au moins l'armature fixe du condensateur cylindrique servant à faire les mesures absolues, par un cylindre de garde ; mais alors même qu'on donnerait un diamètre de 40 centimètres à ce cylindre, la perturbation introduite serait importante. En effet, si nous désignons par L la longueur des armatures, par c la capacité unitaire du condensateur protégé ayant un diamètre extérieur de 4 centimètres environ, par c_1 la capacité unitaire du cylindre de garde on a

$$c_1 = \frac{1}{2 \operatorname{Log} \frac{40}{4}} = 0,2 \text{ environ et comme } c \text{ a pour valeur } 2,385 \text{ il vient}$$

$$T = 2\pi \sqrt{L \left(c + \frac{c_1}{2} \right)} = 2\pi \sqrt{L (2,385 + 0,1)}.$$

Or, comme je l'ai dit précédemment, alors même qu'on utilise la méthode par différence et qu'on ne mesure que des variations de capacité, les perturbations ne s'éliminent pas complètement ; il est d'ailleurs évident qu'avec des diamètres aussi différents que 4 et 40 centimètres, les corrections des « bouts » deviennent importantes et ne sont pas calculables. En résumé il est préférable de ne pas mettre de cylindre de garde au condensateur cylindrique utilisé pour les mesures absolues, on aura seulement soin d'écarter de lui toute pièce métallique et de le manœuvrer avec une tige d'ébonite suffisamment longue.

Par contre, la capacité des condensateurs usuels n'étant pas calculable et ne pouvant être déterminée que par une mesure, il y a lieu, pour définir cette capacité, de l'entourer d'un second boîtier isolé du premier et réuni au pôle négatif du filament ; cette précaution est indispensable lors de la mesure de la capacité résiduelle et dans tous les cas où le condensateur à étalonner est au voisinage d'un autre condensateur. A défaut de cette précaution, il sera prudent de réunir les deux boîtiers entre eux d'une part et d'autre part à la plaque plutôt qu'à la grille ; l'expérience montre, en effet, comme on pouvait s'y attendre, qu'une même capacité parasite approchée de l'armature reliée à la grille produit un effet perturbateur beaucoup plus important que si on l'approche de l'armature reliée à la plaque, les variations de son produites au téléphone sont très différentes dans un cas et dans l'autre. C'est ainsi que lorsque deux circuits sont exactement réglés sur la même longueur d'onde et que, par conséquent, on n'entend aucun son au téléphone, on obtient beaucoup plus rapidement les battements en approchant la main de l'armature reliée à la grille qu'en l'approchant de celle reliée à la plaque ; il y a évidemment là un phéno-

mène en étroite liaison avec le pouvoir amplificateur des lampes

Deuxième remarque. — Dans la méthode utilisée pour la mesure des capacités, on emploie en définitive trois circuits comportant des lampes : 1° le circuit A_1 , contenant le condensateur étudié ; 2° le circuit-tare A_2 ; 3° le circuit de l'amplificateur.

Il semble donc naturel de réunir les pôles négatifs des filaments entre eux et au sol en les reliant par exemple à une conduite de gaz ou d'eau, mais la méthode perd beaucoup de sa sensibilité lorsqu'on réunit le circuit tare et le circuit étudié, car on crée ainsi un accouple-

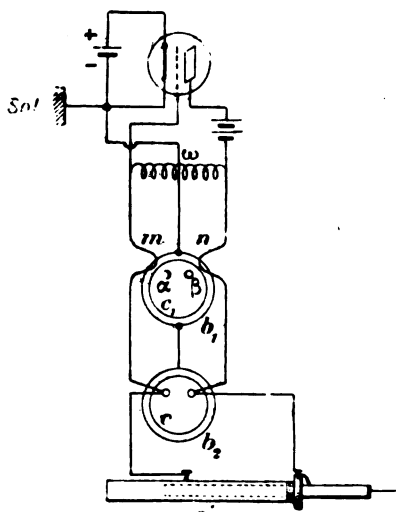


Fig. 3.

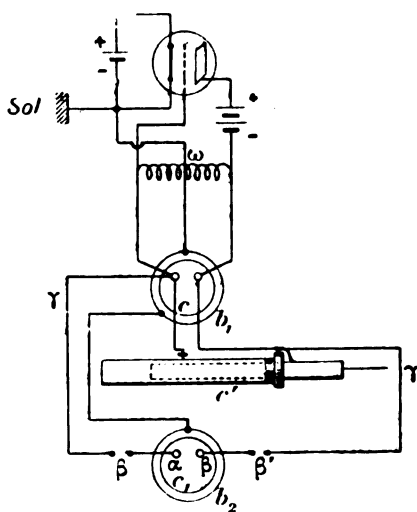


Fig. 4.

ment parasite et si on entend toujours au téléphone les sons aigus et même graves, les battements tendent à disparaître et il y a la « plage de silence » si caractéristique des accouplements trop serrés. Finalement j'ai obtenu de très bons résultats en plaçant les condensateurs à secteurs du circuit étudié dans des boîtiers isolés des boîtiers des appareils et en les réunissant au pôle négatif du filament, à une conduite de gaz et enfin au pôle négatif des accumulateurs de chauffage utilisés pour l'amplificateur.

Mesure de la capacité résiduelle. — Le condensateur étudié C_1 et le condensateur auxiliaire C sont placés dans les boîtiers de garde b_1 et b_2 réunis entre eux et au point ω , milieu de la bobine de self (fig. 3). Le condensateur C_1 monté d'abord en parallèle avec le condensateur cylindrique C' est d'abord hors du circuit et on règle celui-ci sur la même longueur d'onde que le circuit tare. On introduit

ensuite C_1 dans le circuit en ayant soin de ne pas modifier la longueur des fils ni de les déformer; il suffit pour cela de préparer le long des fils des boucles telles que m et n que l'on glisse sous les bornes α et β .

Un dispositif tel que celui de la figure 4 comprenant des interrupteurs β et β' serait tout à fait défectueux, non seulement parce que la longueur des fils est modifiée, mais encore parce que les fils β , β' se comportent comme des antennes dans la première partie de la mesure (réglage des deux circuits A_1 et A_2 sur la même longueur d'onde) et que ces mêmes fils font partie d'un circuit fermé après l'introduction du condensateur C_1 .

En prenant les précautions que je viens d'indiquer, cinq mesures consécutives m'ont donné à moins de $\frac{1}{1\ 000}$ près pour valeur de la capacité résiduelle le nombre $10,4 \cdot 10^{-5}$ microfarads. En l'absence de boîtiers de garde, cette même capacité résiduelle se trouve comprise entre $9 \cdot 10^{-5}$ et $9,7 \cdot 10^{-5}$ suivant les positions relatives de C et C_1 .

Valeur des capacités comprises entre les divisions zéro et soixante-dix degrés. — On opère avec une longueur d'onde d'environ 1 000 mètres, une self de l'ordre de $\frac{1}{4\ 000}$ henry et exactement comme il a été indiqué pour l'étalonnage du condensateur P 110 bis, c'est-à-dire que la capacité comprise entre zéro et soixante-dix est connue avec plus de précision que les différentes capacités dont elle est la somme; il y avait, en effet, intérêt à employer la même méthode, car, outre que le vernier n'était qu'au dixième, il était d'une construction un peu défectueuse et on pouvait commettre des erreurs de parallaxe, les divisions des deux graduations n'étant pas exactement dans le même plan; toutefois, j'ai repéré aussi bien que possible les divisions 5, 10, 15, 20, 25, 35, 40, 50 et 70.

Résultats de la première série de mesures. — Un groupe de six expériences comprenant un total de cent huit mesures a donné comme valeur de la capacité comprise entre zéro et soixante-dix degrés le nombre $73,62 \cdot 10^{-5}$ microfarads, alors que sans boîtier de garde on obtenait $72,49 \cdot 10^{-5}$ microfarads. L'expérience montre que non seulement la capacité résiduelle, mais chacune des capacités $0,5 \cdot 5 \cdot 10 \dots$ etc., est modifiée.

Enfin l'utilisation des boîtiers de garde est légitimée par le fait suivant :

Lorsque les valeurs de C_1 sont de l'ordre de $70 \cdot 10^{-5}$ microfarads (50° de la graduation), cette capacité est suffisante pour qu'il ne soit plus nécessaire de la monter en parallèle avec C ; or, l'expérience montre que l'on trouve alors les mêmes valeurs pour les variations de

C_1 en opérant soit avec C_1 seul, soit avec les condensateurs C et C_1 montés en parallèle et placés l'un et l'autre dans des boîtiers de garde.

II. Étalonnage entre soixante et cent vingt degrés et entre cent dix et cent quatre-vingts degrés. — La méthode utilisée est exactement celle qui a été précédemment décrite dans *l'Onde Électrique* et je n'y reviendrai pas. En définitive, on détermine avec une précision au moins égale à $\frac{1}{500}$ les capacités correspondant aux déplacements du curseur de 0-70, 60-120 et 110-180.

III. Résultats généraux. — On admet généralement que pour les condensateurs variables à air, la courbe obtenue en portant en abscisses les divisions en degrés du secteur gradué et en ordonnées la valeur des capacités en 10^{-5} microfarads, est une droite. Mais ce n'est là qu'une première approximation qui a sa raison d'être parce que les lectures ne peuvent souvent se faire qu'à $\frac{1}{4}$ de degré; or, pour les condensateurs du type $\frac{2}{1\ 000}$, une rotation de l'armature mobile de $\frac{1}{4}$ degré correspond à une variation de capacité de 4 U. E. S. environ et comme on peut commettre des erreurs de même sens sur la lecture des divisions du condensateur étalon et sur celle du condensateur à étalonner, qu'il y aura par conséquent quatre lectures à faire pour la détermination d'une variation de capacité, on peut arriver, dans les cas défavorables, à des erreurs de 16 U. E. S., c'est-à-dire d'environ $2,10^{-5}$ microfarad; il est donc légitime de tracer les courbes à une faible échelle (généralement 1 millimètre du papier quadrillé correspond à $1,10^{-5}$ μ f). Lorsque les mesures sont précises, on se rend mieux compte de l'allure de la courbe par la considération des tableaux suivants où les nombres figurés correspondent à des moyennes de résultats expérimentaux ayant nécessité environ trois cents mesures de capacité.

TABLEAU I

0	10,40		
20	21,75	11,35	19,34
40	53,44	30,69	0,77
60	81,90	31,46	0,84
80	116,2	32,3	1
100	149,5	33,3	— 1
120	181,8	32,3	— 0,9
140	213,2	31,4	0
160	244,6	31,4	— 4,6
180	271,4	26,8	

Dans la première colonne, on a porté les graduations de vingt en vingt degrés; dans la deuxième colonne figurent les valeurs des capacités correspondantes comptées en 10^{-5} microfarads; dans une troisième colonne on a inscrit la différence des valeurs des capacités de vingt en vingt degrés. Les nombres de cette troisième colonne sont donc proportionnels aux coefficients angulaires des droites qui joindraient les points de la courbe deux à deux. Enfin, dans une dernière colonne, on a figuré les différences entre les nombres consécutifs de la troisième, ces derniers nombres sont par conséquent proportionnels à la dérivée seconde.

On voit que les coefficients angulaires vont d'abord en croissant jusque vers la division 100° et décroissent ensuite; il y a toutefois une légère perturbation aux environs de 140° . Dans son ensemble, la courbe a sa concavité d'abord dans un sens puis dans l'autre, le point d'inflexion se trouvant aux environs de quatre-vingt-dix degrés; enfin comme première approximation, les valeurs de la dérivée seconde restant faibles entre 40 et 140 degrés, la courbe se confond à peu près avec sa tangente d'inflexion entre ces deux divisions.

TABLEAU II

						<u>33,6</u>	
0	10,40			100	149,5	32,6	- 1
5	10,67	1,08	4,56	110	165,8	32	- 0,6
10	12,08	5,64	4,04	120	181,8	31,4	- 0,6
15	14,50	9,68	19,32	130	197,5	31,4	0
20	21,75	28,90	1,70	140	213,2	31,4	0
25	29,40	30,60	0,14	150	228,9	31,4	0
35	44,75	30,74	0,02	160	244,6	31,6	0,2
40	52,44	30,76	0,16	170	260,4	32,8	1,2
50	67,88	30,88	1,16	175	268,6	11,2	- 21,6
60	83,90	32,04	0,16	180	271,4		
70	100	32,20	0,20				
80	116,2	32,40	0,60				
90	132,7	33	0,60				
		<u>33,6</u>					

La disposition des colonnes est la même que celle du tableau I, on a seulement figuré un plus grand nombre de points. Afin que les nombres des colonnes 3 et 4 puissent être comparés à ceux des colonnes correspondantes du tableau I, ils ont été rapportés à un intervalle de vingt degrés, c'est-à-dire que la différence entre deux nombres consé-

cutifs de la colonne 2 a été multipliée par deux pour les intervalles de dix degrés et par 4 pour les intervalles de 5 degrés.

On a figuré sur la courbe les points donnés par les nombres du tableau II; avec l'échelle choisie, les coefficients angulaires des droites joignant les points deux à deux sont les nombres de la colonne 3 divisés par 10, enfin on a tracé la droite de coefficient angulaire 3, 3 passant par le point de la courbe correspondant à 90 degrés; on voit que les points de la courbe sont au-dessus de cette droite jusqu'aux environs de quatre-vingts degrés et qu'ils sont au-dessous au delà de cent trente degrés.

Contrôle des expériences. — En fait, tous les nombres figurés dans les tableaux précédents, dépendent de la valeur c de la capacité unitaire du condensateur cylindrique. Avec la méthode de pesées qui m'a permis de déterminer c on était en droit d'espérer que l'erreur commise sur ce nombre n'excéderait sûrement pas un millième; il était néanmoins intéressant d'effectuer un contrôle direct. A cet effet j'ai utilisé un second condensateur cylindrique de capacité unitaire beaucoup plus faible ($c = 1,1258$ ⁽¹⁾ au lieu de 2,3850) et j'ai mesuré avec cet appareil la capacité γ du condensateur M. 129 comprise entre les divisions 50 et 70. Alors qu'avec le premier condensateur cylindrique, on trouvait une longueur 121,2 centimètres, elle se trouvait égale à 256,45 cm avec le second. La première mesure donne donc

$$\gamma = 121,2 \times 2,385 = 289,06 \text{ UES soit } 32,12 \cdot 10^{-5} \text{ microfarads}$$

et la seconde donne

$$\gamma = 256,5 \times 1,1258 = 288,77 \text{ UES, soit } 32,08 \cdot 10^{-5} \text{ microfarads}$$

la différence est donc de l'ordre de un millième.

Comparaison avec les résultats obtenus antérieurement. — Les condensateurs qui servent actuellement d'étalon ont été gradués indirectement. On applique encore la formule de Thomson $T = 2\pi \sqrt{LC}$ et comme la période T est parfaitement connue grâce au multivibrateur de MM. Abraham et Bloch, il suffit de réaliser une self calculable pour avoir C .

M. Jouaust, à l'Etablissement central de la radiotélégraphie militaire, a calculé une self bobinée sur un noyau de marbre; cette self a un diamètre relativement grand par rapport à la longueur l

(¹) La valeur de C donnée par la formule $\frac{1}{2 \log \frac{R_2}{R_1}}$ est 1,1256; il faut rajouter 0,0002 pour tenir compte de la self-induction propre du condensateur.

$\left(\frac{d}{l} = \frac{1}{4} \text{ environ}\right)$; or, c'est là un fait favorable d'après les mesures récentes de M. Ylostalo ⁽¹⁾. Quoi qu'il en soit, j'ai constaté que les différences entre les valeurs des capacités déduites de la self calculée par M. Jouaust et les miennes sont extrêmement faibles dans la région moyenne du condensateur. En désignant par C l'ancienne valeur et C' la nouvelle, on trouve que $\frac{C-C'}{C}$ est représenté par les nombres $\frac{5}{1\ 000}$ pour 60°; $\frac{10}{1\ 000}$ pour 80°; $\frac{7}{1\ 000}$ pour 100°; $\frac{2,6}{1\ 000}$ pour 120°; $\frac{7}{1\ 000}$ pour 140° et 160° et $\frac{8}{1\ 000}$ pour 170°. Par contre elles deviennent assez notables aux extrémités.

Conclusion. — Avec le dispositif expérimental, tel qu'il est réalisé actuellement, on peut compter sur une approximation certaine de $\frac{1}{500}$. Pour obtenir une précision plus grande, il serait nécessaire: 1° d'utiliser des appareils munis de verniers circulaires donnant la minute et 2° il faudrait que l'observateur puisse déplacer l'armature mobile au moyen d'une tige d'ébonite beaucoup plus longue que celles qui sont utilisées. On pourrait alors opérer de la façon suivante :

Deux traits étant gravés sur l'armature interne du condensateur cylindrique étalon, la distance de ces deux traits pourrait être mesurée au cathétomètre; on déterminerait alors les variations de capacité du condensateur à étalonner correspondant au déplacement de l'armature interne compris entre les deux traits; en effectuant les déplacements de l'armature mobile toujours dans le même sens de zéro à soixante par exemple, il n'y aurait plus que deux lectures à faire et on atteindrait certainement la précision du millième.

F. BEDEAU.

(1) *Onde Electrique*, mai 1923, p. 304.

CONTRIBUTION à L'ÉTUDE des AMPLIFICATEURS A TRÈS BASSE FRÉQUENCE

Par P. LEJAY

La constante de temps des amplificateurs à résistances en très basse fréquence.

On connaît le principe de l'amplificateur à résistances employé en très basse fréquence (manipulation Morse). Il a été décrit plusieurs fois dans ses grandes lignes, en particulier par M. Abraham ⁽¹⁾ :

Une première lampe détecte les oscillations de basse fréquence, en utilisant soit la courbure de la caractéristique de plaque, soit celle de la caractéristique de grille suivant que la liaison à l'amplificateur basse fréquence se fait par transformateur (fig. 1) ou par capacité et grande résistance (*Onde Electrique*, mars 1923, p. 183, schéma).

Un certain nombre de lampes amplificatrices suivent cette détectrice, montées suivant le schéma de la figure 1; au dernier étage, plusieurs lampes en parallèle permettent d'actionner un enregistreur, un Morse par exemple, sans l'intermédiaire d'aucun relai.

Les valeurs des résistances $R_1, R_2, R_3, \dots, r_1, r_2, r_3, \dots$ conseillées d'ordinaire, varient respectivement entre 2 et 5 mégohms, 50 000 et 100 000 ohms suivant les valeurs données aux capacités de liaison $C_1, C_2, C_3, \dots$. Celles-ci varient elles-mêmes de 0,1 à 2 microfarads selon les vitesses de la manipulation à enregistrer.

Dans ces limites, le fonctionnement reste toujours à peu près le même; il donne lieu en particulier à deux phénomènes que nous allons étudier :

1° Au début de la manipulation, l'appareil ne fonctionne qu'au bout d'un temps déterminé; cette *constante de temps* croît avec les valeurs de $C_1, C_2, C_3, R_1, R_2, R_3$; elle peut atteindre plusieurs secondes.

2° A la fin de la manipulation, ou dans les intervalles séparant les mots, on voit s'inscrire 1, 2 et parfois 3 points ou traits parasites, qui n'ont certes pas une origine atmosphérique ⁽²⁾.

Ce défaut, inexistant ou sans importance lorsqu'on ne fait suivre

⁽¹⁾ Notice de l'E. C. M. R., n° 4850, p. 63.

Journal de Physique, juillet 1919, p. 229, 230.

Comptes rendus de l'Ac. des Sc. 1919, t. 168, p. 1321.

⁽²⁾ Voir les points parasites entre les mots de la bande publiée dans l'*Onde Electrique*, mars 1923, p. 184, 2°, 3° et 4° lignes.

la lampe détectrice que d'un étage amplificateur, peut devenir très gênant au troisième ou quatrième étage, au point de rendre impossible la traduction des bandes, bien que l'appareil suivi pendant l'écoute semble fonctionner à peu près correctement; un ou deux défauts par

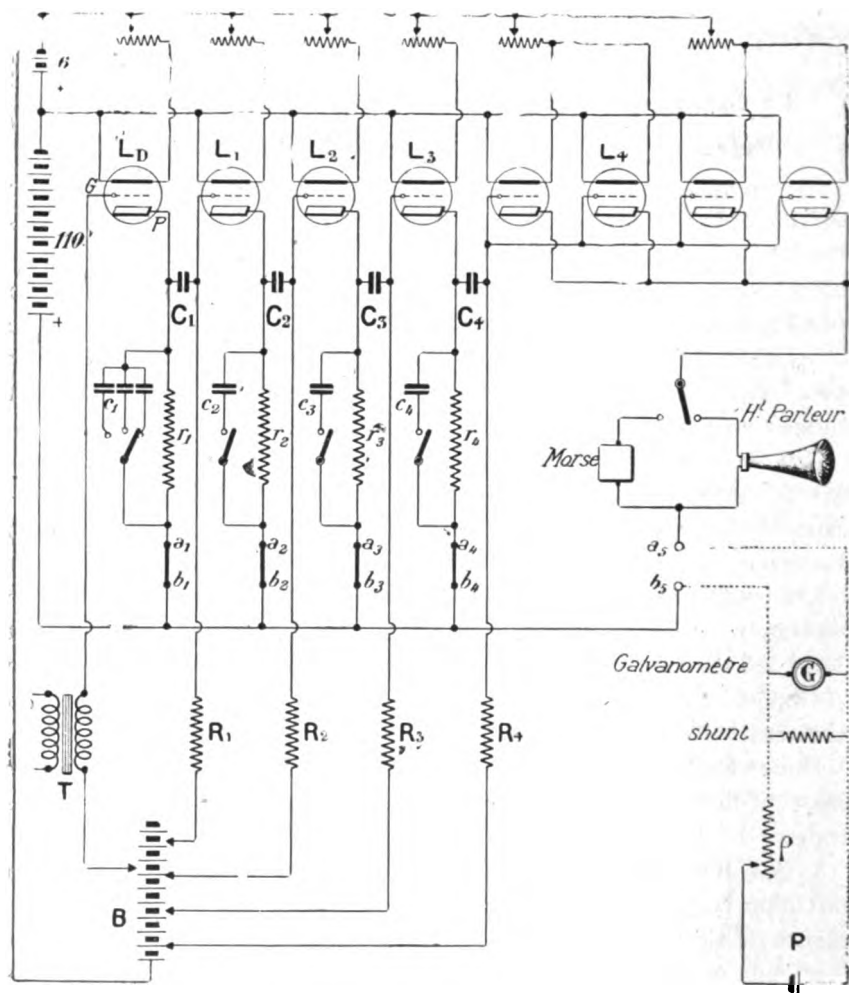


Fig. 1.

mot suffisent en effet à transformer la lecture en un pénible casse-tête.

Hâtons-nous de dire que, même avec quatre étages d'amplification ⁽¹⁾, il est facile d'allonger suffisamment la constante de temps

⁽¹⁾ Nous ne comptons jamais la lampe détectrice dans le nombre des étages d'amplification.

pour que ce défaut n'ait pas le temps de se produire dans les intervalles séparant les mots; on n'en retrouvera trace qu'à la fin des dépêches, dans les arrêts prolongés de la manipulation. A la reprise de celle-ci, les premiers signaux seront de nouveau manqués, après quoi l'appareil reprendra son fonctionnement régulier.

Le rapprochement des deux phénomènes suggère immédiatement la pensée d'une modification continue de l'état de l'appareil pendant la manipulation : pendant le passage de l'état de repos initial à l'état de marche, l'amplificateur ne fonctionne pas ou fonctionne mal; pendant le retour de l'état de marche à l'état de repos, une série d'augmentations et de diminutions du courant de plaque du dernier étage donne sur la bande de l'enregistreur la série de points ou traits parasites, toujours les mêmes pour un même réglage des appareils.

En quoi consiste cet état de marche?

Pour l'étudier, nous avons construit un amplificateur composé d'une lampe détectrice et de quatre étages d'amplificatrices (4 lampes en parallèle au dernier étage).

Les valeurs données aux résistances étaient voisines de 2 mégohms pour R_1, R_2, R_3, R_4 ; de 60000 ohms pour r_1, r_2, r_3, r_4 ; les capacités de liaison C_1, C_2, C_3, C_4 étaient de 0,5 microfarad.

Les courants de plaque des différents étages pouvaient être envoyés successivement dans un milliampèremètre enregistreur; malheureusement, nous ne disposions pas d'oscillographe; il faut tenir compte de l'inertie de la plume (15 cm en aluminium) dans l'interprétation des graphiques (¹).

Les oscillations, provoquées dans un circuit oscillant par un poste à amorties local (²) étaient reçues d'abord par un amplificateur comprenant trois étages à résistances H F, une détectrice, un étage à transformateur B F (un transformateur de sortie).

La détection des oscillations de basse fréquence sortant de ce premier amplificateur, était obtenue en portant la grille G à un potentiel fortement négatif (— 7 à — 10 v au-dessous du négatif des filaments) au moyen d'une batterie de Leclanché B (fig. 1).

En dehors de toute manipulation, le courant de plaque est nul ou

(¹) Une pile P (fig. 1) permettait de ramener le milliampèremètre au 0 en équilibrant le courant constant de plaque.

On ne pouvait, sans varier les shunts, laisser visibles les déviations au 1^{er} étage et empêcher la plume de sortir des limites des graphiques au 4^e: il ne faut donc pas comparer les courbes entre elles, au point de vue amplification.

(²) La manipulation de signaux lents, très espacés, était d'autre part enregistrée directement sur le cylindre du milliampèremètre; on la retrouve ainsi, représentée par les encoches d'un trait continu, parallèlement à chacune des courbes des figures 2 et 3.

très faible; des oscillations de basse fréquence du potentiel de la grille provoquent des oscillations du courant de plaque, avec augmentation du courant moyen.

Cette augmentation de courant fait baisser le potentiel de la grille suivante, et par conséquent fait diminuer le courant de plaque correspondant (cf fig. 2 courbe du premier étage).

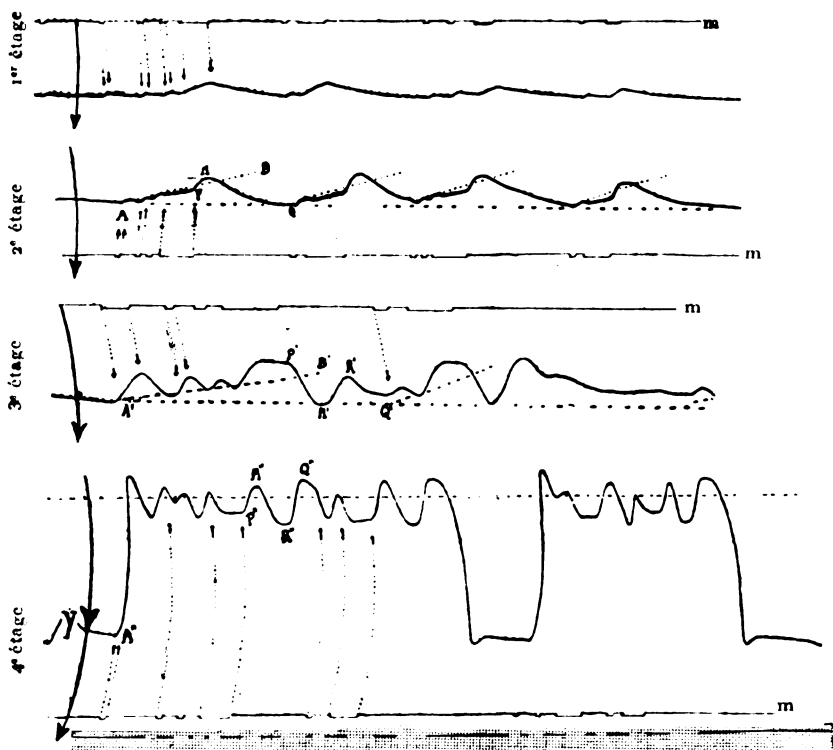


Fig. 2. — Courants de plaque d'un amplificateur ordinaire.
m manipulation du poste émetteur.

Chaque signal provoquera donc au premier étage une *diminution* de courant; ces diminutions provoqueront à leur tour au deuxième étage des hausses du potentiel de grille et, par conséquent, des *augmentations* du courant de plaque : ces augmentations, nous les retrouverons bien sur la courbe du deuxième étage (fig. 2), mais nous constatons en même temps une *diminution* du courant moyen, suivant A B; le potentiel moyen de la grille a donc baissé.

Sans doute, il se produit ici un phénomène analogue à celui qu'on

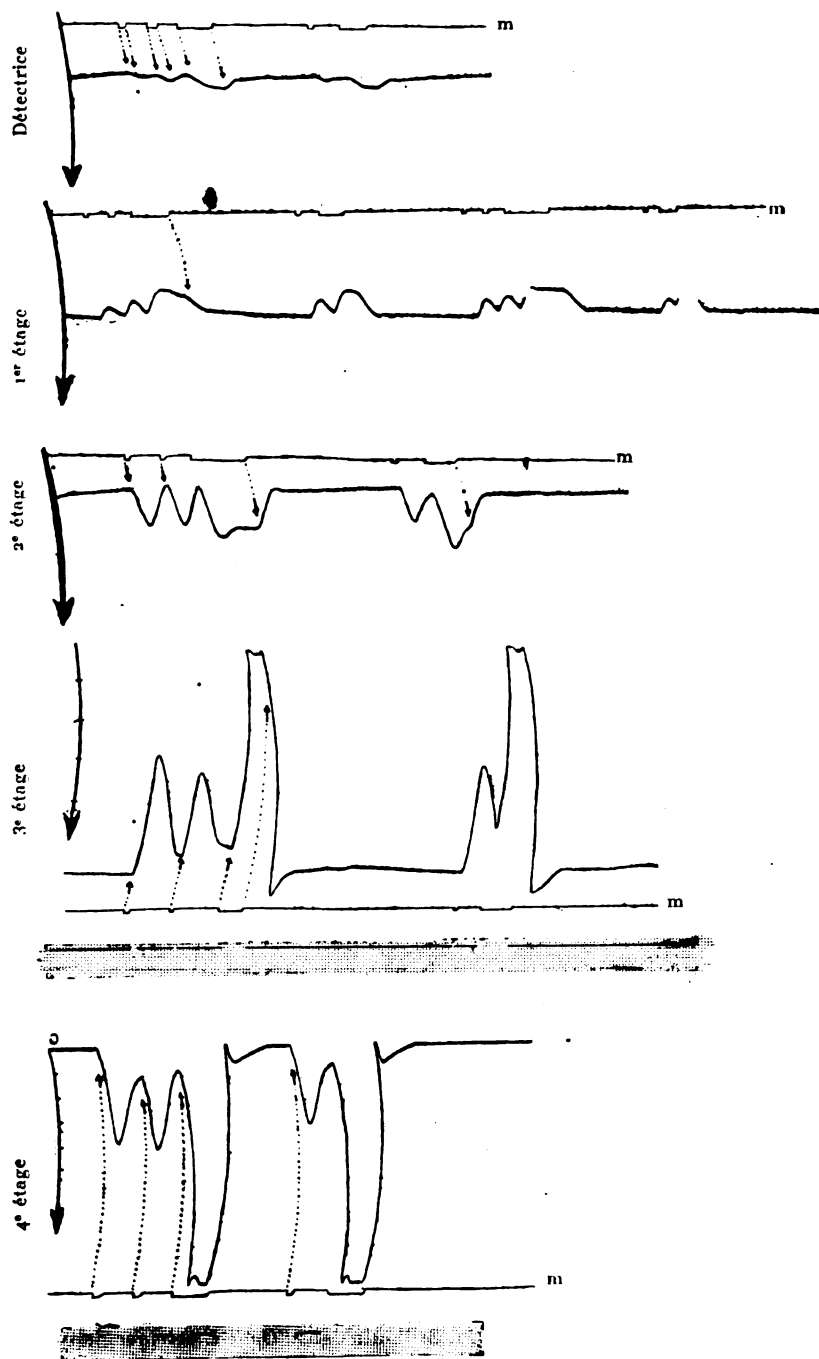


Fig. 3. — Courants de plaque d'un amplificateur sans constante de temps.
m manipulation du poste émetteur.

utilise d'ordinaire pour la détection ⁽¹⁾; les hausses du potentiel de grille provoquent une augmentation du courant moyen de grille; le potentiel de grille reviendra à une valeur plus basse que celle d'où il était parti, et c'est là que le signal suivant le trouvera.

La fin du dernier signal provoque au deuxième étage une diminution P M du courant de plaque; puis, c'est le point important, le potentiel de grille reprenant sa valeur normale par le fait de sa liaison au filament à travers le mégohm, le courant de plaque lui aussi reviendra à sa valeur normale suivant M Q.

Au troisième étage, nous retrouvons les signaux de nouveau inversés; le dernier trait de la manipulation terminé, le courant de

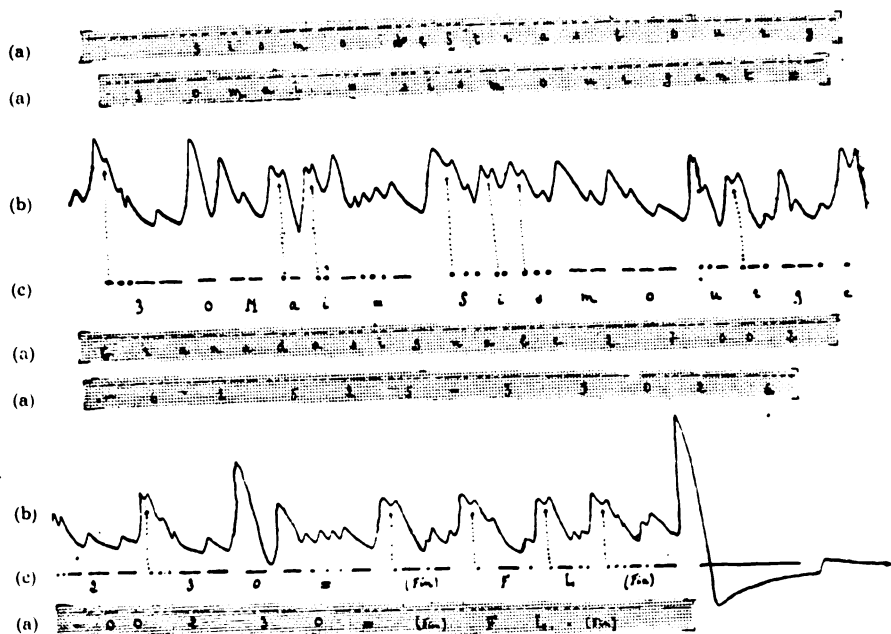


Fig. 4. — Enregistrement d'un météo de FL (amplificateur ordinaire).
(a) bandes de l'enregistreur Morse; (b) courbes du milliampèremètre enregistreur;
(c) traduction de ces courbes faite à la main.

plaque augmente suivant P'M' (qui correspond à P M du deuxième étage); puis le courant de plaque du deuxième étage augmentant celui du troisième va diminuer suivant M' R'; enfin ce dernier reprendra sa valeur normale suivant R' Q'.

⁽¹⁾ En voir l'étude détaillée faite par M. Brillouin dans *l'Onde Électrique*, janvier 1922, p. 11 et 12.

Cf. aussi Abraham, *Journal de Physique*, août 1920, p. 48; ou Gutton, la lampe à 3 électrodes, etc.

Au quatrième étage, on retrouve la boucle P'' M'' R'' correspondant à P' M' R' du troisième étage; à l'augmentation R' Q' du courant de plaque du troisième étage correspondra la diminution R'' Q'' au quatrième; ensuite le courant de plaque tendra à reprendre sa valeur normale, mais, sur l'exemple que nous suivons, le signal d'après arrive assez tôt pour s'imprimer correctement; on voit, en effet, sur la bande du Morse (au-dessous du trait à encoches de la manipulation), après un départ manqué, le signal .. — correct, puis un trait parasite suivi du signal — correct, enfin un trait parasite suivi d'un trait prolongé dû au retour du courant de plaque à sa valeur normale. Le groupe suivant, manipulé un peu plus vite, est correct à part le premier point qui est manqué, et les traits parasites de la fin.

La figure 4 est un cliché d'une bande de F L (météo de 10 heures, 2500 m amorties) obtenue avec ce montage; les bandes de Morse sont parfaites, à part le trait parasite de la fin; mais on voit nettement sur

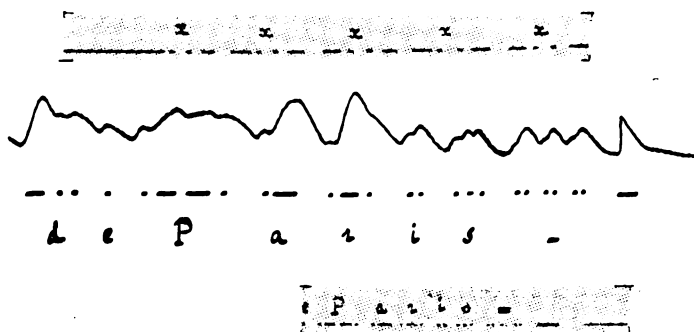


Fig. 5. — Enregistrement de signaux de FL (amplificateur ordinaire).

les courbes du milliampèremètre une tendance du courant à revenir à sa valeur normale dans les intervalles les plus longs (comparer notamment le crochet final à celui qui, au début de la même ligne, sépare le 3 et le o du groupe 23o = (').

La figure 5 donne deux autres exemples typiques; ce sont encore des signaux de F L; la bande du dessus est une série d'x préparatoire aux signaux horaires de 9 h 30; on voit que le premier est manqué, les autres sont corrects.

(') Les graphiques se lisent facilement en remarquant que les signaux produisent une déviation de la plume vers le bas de la figure; les points et les traits ont été reproduits immédiatement au-dessous des courbes du milliampèremètre, et quelques lignes de correspondance ont été tracées en pointillé pour faciliter la lecture.

La courbe inscrite au milliampèremètre, traduite au-dessous, et la bande de Morse reproduite au bas du cliché, représentent la fin du signal « observatoire de Paris », transmis avant les mêmes signaux horaires. On voit nettement le trait parasite à la suite du point final.

Un appareil sans constante de temps ⁽¹⁾.

L'étude précédente a fait voir l'influence de la baisse de potentiel de la grille du deuxième étage amplificateur; il est facile d'empêcher cette baisse.

Un premier moyen consiste à porter d'avance la grille à un potentiel négatif pour l'empêcher de débiter, et sortir ainsi de la région courbe de la caractéristique de grille. Mais on ne pourrait le faire sans diminuer trop le courant de plaque, et, aux derniers étages, les fortes oscillations du potentiel de grille provoquées par les signaux feraient quand même débiter la grille.

Reste un deuxième procédé : relier la grille au filament, non plus par 2 à 5 mégohms, mais par une résistance beaucoup plus faible, 100 000 à 200 000 ohms, laissant passer assez de courant pour empêcher une forte baisse du potentiel moyen de la grille, assez peu pour que la dérivation ainsi formée ne diminue pas l'amplification.

Les grilles des étages impairs, dont les potentiels sont abaissés par les signaux, ne donnent pas lieu au phénomène de détection ⁽²⁾ et ne doivent être reliées au filament que par des mégohms : en effet, deux grilles d'ordres différents (paires et impaires), reliées au même pôle négatif des filaments par des résistances de 100 000 ohms se trouvent, par le fait même, réunies entre elles par une résistance de 200 000 ohms et des accrochages de très basse fréquence prendront naissance facilement ⁽³⁾.

Au contraire, le quatrième étage devra, lui aussi, être relié au filament par une résistance de l'ordre de 100 000 ohms ; il est facile de voir qu'alors les accrochages seront rendus plus difficiles, et l'expérience le confirme.

De plus, en portant la grille de ce dernier étage à un potentiel fortement négatif, au moyen de la même batterie B qui sert à la détection (fig. 1), le courant de plaque en dehors de la manipulation sera nul,

⁽¹⁾ Il en existe déjà, l'amplificateur dit « à courants continus » par exemple ; cf. Abraham, loc. cit.

⁽²⁾ Car la grille tend, pendant les signaux, à débiter moins ; son potentiel moyen ne baissera donc pas.

⁽³⁾ Rapprocher ce montage de celui que M. Abraham a utilisé dans son multi-vibrateur : *Onde Électrique*, janvier 1922, p. 22.

et l'électro de l'enregistreur, partant d'une aimantation nulle, agira plus pour une même variation de courant, que s'il avait déjà au repos une certaine aimantation ⁽¹⁾.

C'est avec ce montage que nous avons obtenu les courbes de la figure 3; on constate que le potentiel des grilles revient très rapidement à sa valeur normale. On obtient alors des impressions parfaites, soit en positif au quatrième étage, soit en négatif ⁽²⁾ au troisième. (Voir les bandes au-dessous des courbes.)

La figure 6 donne l'enregistrement de trois traits d'une seconde des signaux horaires de FL; on voit sur la courbe du milliampèremètre

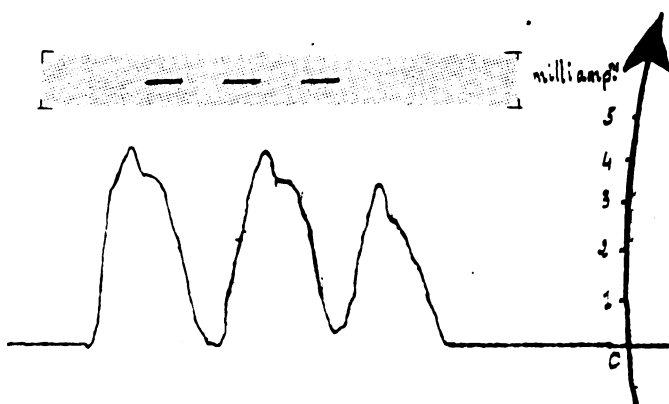


Fig. 6. — Enregistrement de signaux horaires de FL, 9 h 29 m.
(Amplificateur sans constante de temps.)

que le courant de plaque revient dès la fin des signaux à sa valeur normale (pour éliminer l'inertie de la plume, comparer simplement les pentes des deux côtés de chaque signal). Noter en passant que le pouvoir amplificateur n'est pas diminué comme on aurait pu le craindre par suite de l'introduction des dérivationes de 100 000 ohms aux deuxième et quatrième étages (R_2 et R_4 de la fig. 1).

La figure 7 reproduit des fragments de bandes enregistrées avec ce même montage, les trois premières avec quatre lampes H F, 2 B F, 3 étages T B F, les deux dernières avec 4 H F, 1 B F, 4 étages T B F; les premières en positif par conséquent, et les dernières en négatif.

Nous ne publions ces résultats qu'à titre de simple indication et

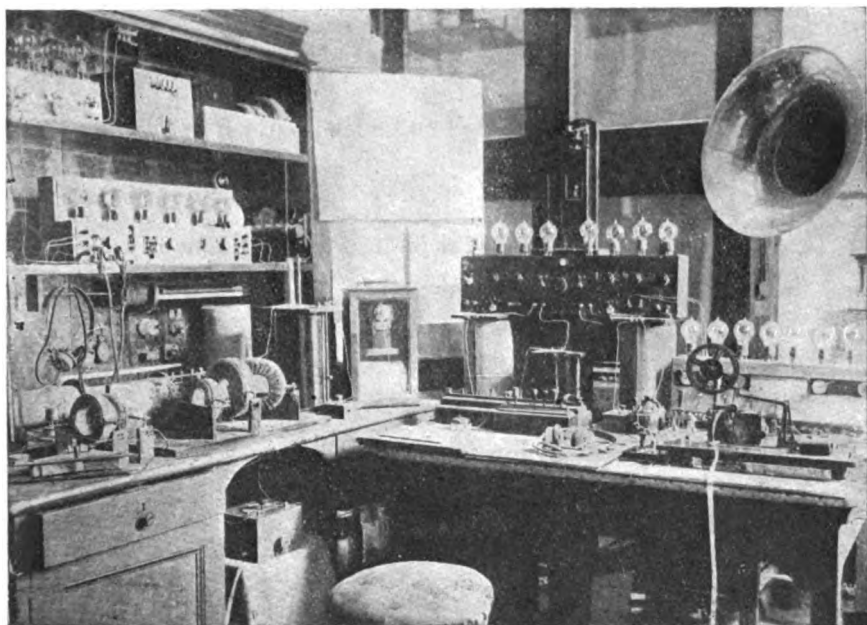
⁽¹⁾ A cause de la courbure de la courbe d'hystérésis; nous nous supposons à un étage où les signaux provoquent des augmentations du courant de plaque (2°, 4°, 6°...)

⁽²⁾ Nous désignons ainsi l'inscription obtenue lorsque la manipulation provoque des diminutions du courant de plaque (1°, 3°, 5° étages); on peut avec un Morse ordinaire enregistrer par interruptions d'un trait continu; il faut alors pour traduire lire les blancs (Ex. courbes IV et V de la fig. 7). Il serait d'ailleurs facile d'inverser soit par relai soit par emploi d'un enregistreur spécial.

A. Rôle de la capacité c_1 dans la détection.

On peut, par des considérations théoriques simples, se rendre compte de l'influence des premières c_1 dans le mécanisme de la détection :

La grille de la lampe détectrice L_0 subit des variations de potentiel



sensiblement sinusoïdales et de basse fréquence autour d'une valeur moyenne fortement négative.

Le courant de plaque, partant d'une valeur assez faible, sera peu diminué pendant la période négative des oscillations, beaucoup plus augmenté pendant leur période positive; on peut, sans s'éloigner sensiblement de la réalité, représenter ce courant par une courbe ABCDD', somme de l'augmentation moyenne de courant ABCx' et d'une variation périodique CDD'D''.

Nous allons chercher l'influence de la capacité c_1 sur les variations de potentiel du point P (fig. 10) provoquées par ces courants.

1° Pendant la période d'accroissement du courant ABC, soit $I = f(t)$ le courant de plaque (fig. 10), i_1 le courant passant par la résistance r_1 , i_2 le courant traversant le condensateur c_1 ; soit v la différence de potentiel entre les points P et Q : une variation dI du courant I entraîne entre les points P et Q une variation de potentiel dv ;

Cette variation dv provoque une charge du condensateur :

$$dq = c_1 dv,$$

l'intensité du courant dans la branche $P c_1 Q$ est donc :

$$i_2 = \frac{dq}{dt} = c_1 \frac{dv}{dt}$$

et l'intensité dans la branche $P r_1 Q$:

$$i_1 = I - i_2 = I - c_1 \frac{dv}{dt}$$

d'où enfin la différence de potentiel entre les points P et Q :

$$v = i_1 r_1 = I r_1 - c_1 r_1 \frac{dv}{dt}.$$

Les variations du potentiel du point P seront donc représentées

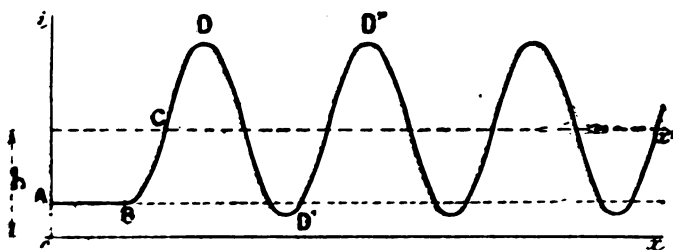


Fig. 8.

ABCD D'... variations du courant de plaque 1.

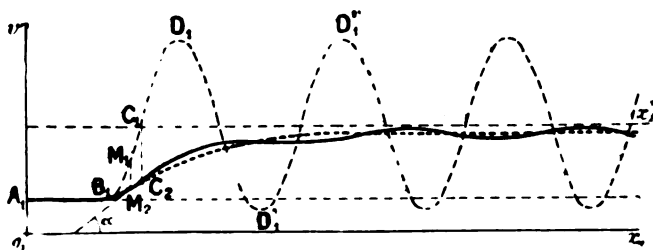


Fig. 9.

A, B, C, D, D', D'',... variation de la différence de potentiel aux bornes de la résistance r_1 non shuntée.

A, B, C, x' , variation de la différence de potentiel aux bornes de la résistance r_1 shuntée par la capacité c_1 .

par une courbe $B_1 C_2$ (fig. 9), décalée à chaque instant, par rapport à la courbe $B_1 C_1$, de $M_1 M_2 = c_1 r_1 \tan \alpha$ (α étant l'angle que fait la tangente au point M_2 avec l'axe des x).

2° En considérant comme sinusoïdales les variations périodiques CDD'D'' qui suivent ⁽¹⁾, le courant de plaque sera :

$$I = A \sin \omega t + h$$

le courant traversant la résistance est :

$$i_1 = \frac{v}{r_1}$$

le courant de charge du condensateur est

$$i_2 = c_1 \frac{dv}{dt}$$

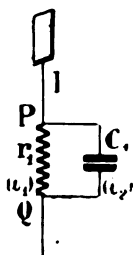


Fig. 10.

Ecrivons que $I = i_1 + i_2$ (fig. 10) ; on a l'équation :

$$\frac{v}{r_1} + c_1 \frac{dv}{dt} = A \sin \omega t + h$$

dont l'intégrale générale est :

$$v = K e^{-\frac{t}{r_1 c_1}} + \frac{A r_1}{\sqrt{1 + c_1^2 r_1^2 \omega^2}} \sin (\omega t - \varphi) + h r_1$$

avec $\tan \varphi = c_1 r_1 \omega$.

Les variations de potentiel au point P seront représentées par la courbe $C_2 x_1'$ composée d'oscillations d'amplitude $a = \frac{A r_1}{\sqrt{1 + c_1^2 r_1^2 \omega^2}}$ autour d'une courbe moyenne exponentielle asymptote à $C_1 x_1'$.

En résumé, le début de la variation moyenne de potentiel dû à chaque signal est légèrement ralenti, et les oscillations de basse fréquence sont réduites dans le rapport :

$$\frac{A}{a r_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + c_1^2 r_1^2 \omega^2}}.$$

⁽¹⁾ Ce qui revient à ne considérer que le 1^{er} terme de la série de Fourier. Un calcul analogue pourrait être fait pour les termes suivants, bien inutile pour approximation cherchée.

Le premier effet étant nuisible, il y a avantage à ne pas prendre c_1 trop grand; on voit que pour $r_1 = 50\,000$ ohms, un condensateur de 0,2 microfarad réduirait déjà à $\frac{1}{60}$ des oscillations de fréquence 1 000 (¹).

B. Rôle des capacités c_2, c_3 , des étages amplificateurs.

Aux autres étages, si les oscillations de basse fréquence ont été suffisamment réduites, les condensateurs n'auront plus d'autre effet que de rendre moins brusques les variations de potentiel dues à la manipulation; ils ne devront donc être conservés que dans la mesure où ils sont nécessaires pour éviter les accrochages.

Même avec cinq étages (8 lampes), ils étaient le plus souvent inutiles.

P. LEJAY.

Faisons remarquer aux amateurs de concerts que l'amplificateur à très basse fréquence peut parfaitement servir en basse fréquence, pour la téléphonie notamment, il suffit de ne pas détecter (supprimer la batterie B dans le montage de la figure 1) et de supprimer les condensateurs c_1, c_2, c_3 .

Même après plusieurs étages à basse fréquence à transformateurs, on peut ajouter trois ou quatre étages sans accrochages; on a pu ainsi entendre de Jersey les grands postes européens à plus de 100 mètres de l'appareil, en plein air, sans haut-parleur, en plaçant simplement un pavillon de phonographe devant le téléphone. Le même procédé a permis d'entendre la téléphonie de FL ou de Radiola très distinctement aux beaux jours à plus de 50 mètres et de recevoir en haut-parleur quelques grands postes sans autre cadre qu'une bobine en nids d'abeille de 15 cm de diamètre.

(¹) L'amplitude de l'oscillation correspondant au terme de la série de Fourier en $\sin 2\omega t$ serait réduite dans le rapport $\frac{1}{\sqrt{1 + 4c^2 r^2 \omega^2}}$, soit, dans l'exemple choisi, à $\frac{1}{120}$ de la valeur qu'elle aurait s'il n'y avait pas de condensateur; celle du terme en $\sin 3\omega t$ à $\frac{1}{180}$ etc.

LE « BROADCASTING » EN ANGLETERRE ⁽¹⁾

Par M. C. LEROYER

I. Définition et origine. — Le mot « broadcasting », au sens restreint, désigne l'ensemble des transmissions radiotéléphoniques destinées au public, et n'ayant pas un caractère strictement commercial ou scientifique. Ce mot a fait fortune dans tout le monde anglo-saxon, et il a presque acquis droit de cité dans celui des amateurs français qui jusqu'ici ne lui ont pas trouvé d'équivalent dans notre langue. Quant aux transmissions dont il s'agit, elles peuvent être le fait de particuliers, de firmes industrielles ou même de l'État; suivant les cas, elles sont périodiques ou irrégulières, temporaires ou permanentes.

Le but de cet article étant de faire connaître aux lecteurs de *l'Onde Électrique* l'organisation du « broadcasting » en Angleterre, et de leur décrire une station type, nous ne nous attarderons pas sur la question de savoir qui eut le premier l'idée de ces transmissions pour tous. Toutefois, nous devons noter que l'idée fut réalisée pour la première fois aux États-Unis de l'Amérique du Nord.

En novembre 1920, la Compagnie Westinghouse installa à Pittsburg (Pensylvanie) une petite station radiotéléphonique de 100 watts-antenne (indicatif : K D K A), qui servit notamment à annoncer l'élection Harding, et à transmettre des morceaux de gramophone. Au début de 1921, la puissance fut portée à un kilowatt et demi. La faveur du public fut d'abord lente à venir, et débuta seulement vers l'automne de 1921, déterminée en grande partie par le concours de la presse, qui annonçait les programmes et faisait peu à peu l'éducation de ses lecteurs. Entre temps, la Compagnie Westinghouse installait des stations analogues à New-Ark (W J Z), à Chicago (K Y W), etc., les autres grandes firmes et même des particuliers suivaient son exemple. Ce fut alors le « Boom », le « Craze », c'est-à-dire l'emballement, la folie radiotéléphoniques dans tous les États-Unis; et les fabricants d'appareils firent des affaires d'or. Le gouvernement américain accordait libéralement les autorisations

(¹) Les photographies et les renseignements concernant la « Broadcasting Station » 2ZY, Manchester, sont dus à la bienveillance de Mr. A. P. M. Fleming, directeur du Service des Recherches, auquel nous sommes heureux d'exprimer ici à nouveau nos remerciements.

nécessaires tant pour l'émission que pour la réception ; aussi en deux années (1921-1922), plus de deux millions d'appareils récepteurs furent vendus. Actuellement, le « *broadcasting* » aux États-Unis est effectué par une vingtaine de stations émettrices puissantes (1,5 kw-antenne), et environ six cents stations plus faibles (de l'ordre de 100 w-antenne). On transmet de tout : des leçons de cuisine, de puériculture, pour les mamans ; des prévisions atmosphériques, pour les agriculteurs ; des rapports sur le marché des valeurs, sur l'état des récoltes ; les résultats des concours sportifs ; des causeries pour les dames ; des historiettes pour les enfants ; des sermons ou allocutions pour le dimanche ; beaucoup de musique, gramophone, piano, violon, orchestre, solos et chœurs, etc... Les programmes sont assez variés pour satisfaire tous les goûts : toutefois il faut noter que leur tendance actuelle est plutôt vers l'utile et le solide, en particulier vers une plus grande diffusion de l'instruction dans le public. Est-ce à dire que l'organisation américaine est parfaite ? Certes non ; des progrès restent à réaliser : la liberté est une belle chose, mais qui a des inconvénients quand on en abuse. Là-bas, de nombreux postes émetteurs transmettent simultanément en toute indépendance : quand ils travaillent avec même longueur d'onde dans des régions voisines, l'écoute devient impossible ou donne lieu à des cacophonies superbes. Mais cette situation va s'améliorer promptement, les groupes intéressés ayant déjà pris des mesures en ce sens, sans que le gouvernement ait eu à intervenir.

II. Organisation en Angleterre. — L'organisation du « *Broadcasting* » sur le continent (France, Allemagne, Hollande, Italie, etc...) semble être encore à ses débuts. De très belles émissions sont réalisées par quelques grandes stations, en particulier par F L pour la France ; et aussi, récemment, par quelques postes privés : mais ce sont là des efforts encore trop isolés pour qu'on puisse vraiment parler d'organisation. Au surplus, il nous manque la documentation suffisante, et le sujet ne rentre pas dans le cadre de cet article. Passons à l'Angleterre. Ici la réglementation est beaucoup plus stricte qu'en Amérique : le gouvernement britannique ne permet pas au premier amateur venu d'émettre à son gré ⁽¹⁾, il a toutefois bien voulu autoriser le « *broadcasting* » pour la musique

(1) Les lecteurs qu'intéresserait une comparaison détaillée des législations qui régissent la Télégraphie ou la Téléphonie sans fil trouveront tous les détails nécessaires dans le « *Yearbook of Wireless Telegraphy and Wireless Telephony* », édité chaque année par la « *Wireless Press Ltd* », 12 and 13, Henrietta Street, Strand, W. C. 2. London (Angleterre).

et la parole, pourvu que cette autorisation fût accordée à une collectivité responsable, sur laquelle il exercerait un contrôle efficace.

Pour se conformer à ces exigences, les cinq ou six grosses firmes intéressées dans la construction du matériel radioélectrique ont conjointement pris l'initiative de former une nouvelle Compagnie, la « British Broadcasting Company ». Il y a un peu plus d'un an, celle-ci a reçu du Postmaster General (personnage analogue à notre sous-secrétaire d'État aux Postes et Télégraphes) l'autorisation d'ériger et d'exploiter les stations de « broadcasting » prévues. Pour le moment, le nombre en est limité à huit : trois d'entre elles, Londres, Glasgow, Cardiff, ont un service permanent; les autres, Aberdeen, Birmingham, Manchester, Newcastle, Plymouth n'ont qu'un service temporaire. La gamme de longueurs d'onde qui leur est allouée va de 350 mètres à 425 mètres; la puissance maximale ne doit pas dépasser 1,5 kilowatt. Enfin, pour limiter les possibilités d'interférence et ne pas trop gêner les autres services, les transmissions n'auront lieu que de 17 heures à 23 heures pour les jours ouvriers de la semaine, mais à toute heure le dimanche.

Les particuliers désireux d'écouter ces transmissions n'ont qu'à acquérir (ou construire eux-mêmes) un récepteur convenable, et à se procurer dans un bureau de poste quelconque une « Licence » contre versement d'un droit de 10 shillings (soit environ 35 francs au taux actuel du change). Les firmes affiliées à la Broadcasting Co fabriquent un matériel de réception approprié. Quant aux frais d'exploitation des stations émettrices, ils sont couverts partie par la Broadcasting Co, et partie par le Postmaster General qui reverse à celle-ci une part sur les droits perçus dans l'octroi des « licences ».

III. Un type de « broadcasting station » 2 Z Y Manchester. —

A titre d'exemple, nous décrirons sommairement le poste émetteur que la Broadcasting Co possède à Manchester (indicatif 2 Z Y) et que nous avons eu le plaisir de visiter récemment. Ce poste est installé dans l'usine (section des recherches) de la Metropolitan Vickers Electrical Co, à Trafford-Park. Actuellement, il fonctionne tous les jours de 11 h 30 à 12 h 30 (transmission spéciale), et de 17 h 30 à 23 heures (broadcasting). Les programmes d'émission paraissent chaque jour, au moins en abrégé, dans quelques-uns des grands journaux : *Daily Mail*, *Manchester Guardian*, etc., etc... Pour préciser les idées, nous transcrivons le programme suivant :

Programme du lundi 9 avril 1923 (2 Z Y).

- 11 h 30 — 12 h 30 Transmission spéciale.
- 17 h 25 Appel et avis.
- 17 h 30 Coin des enfants sous la direction de l'oncle Arom et de l'oncle Humpty Dumpty.
- 18 h 30 Radio-orchestre, direction Léonard Hirsch : « Ouverture des Enfants » (Quilter). — « Preislied » (Meistersingers, Wagner). — « Menuet » (Salabert).
- 19 h 00 Transmission par ligne terrestre de « Oxford Picture House », et retransmission radio simultanée : Orchestre, direction : Herbert Haines.
- 19 h 30 Bulletin des dernières nouvelles. — Prévision atmosphérique spéciale.
- 19 h 40 « Quelques-unes des grandes choses du monde », par A. W. Muir.
- 20 h 00 Radio-orchestre : Sélection (Pagliacci, Leoncavallo).
- 20 h 15 Lillian Gibson, soprano : « O divin Rédempteur » (Gounod). — « Chanson du printemps ».
- 20 h 25 Orchestre : « Andante con moto » (Mendelssohn).
- 20 h 35 Lillian Gilson : « Attends » (d'Hardelot). — « Mélisande au bois » (Goetz).
- 20 h 45 Orchestre : « Suite du Casse-noisette » (Tchaikowsky).
- 21 h 00 Pause.
- 21 h 10 « Vu à travers un cristal » (Douglas Lomas).
- 21 h 20 Horatio Nicholls et son orchestre, dans un programme spécial comprenant ses plus récentes compositions. — Earle Gilson, vocaliste.
- 22 h 00 Bulletin des dernières nouvelles et prévision du temps.
- 22 h 30 Avis.
- 22 h 40 Retransmission simultanée des signaux horaires (F L) de Paris. — « Bonne nuit. »

De quels moyens dispose le poste d'émission pour exécuter ces programmes ? C'est ce que montreront les quelques données techniques qui vont suivre. L'énergie lui est tout d'abord fournie par un petit alternateur triphasé, à 50 périodes, sous 440 volts, installé dans la centrale de l'usine. Celui-ci est relié directement à un groupe triple qui comprend un moteur d'induction, une dynamo à haute tension, et une excitatrice, appareils fournis par Newton Brothers, Derby (fig. 1). La dynamo tourne à 1 500 tours par minute, et peut fournir 2,5 kilowatts, sous 5 000 volts. L'emploi de circuits conve-

nables permet d'améliorer la commutation, et d'obtenir un courant rigoureusement continu. Le champ de la dynamo est alimenté par l'excitatrice, et, grâce à un rhéostat du type potentiométrique, les réglages restent stables même aux très bas voltages nécessités par

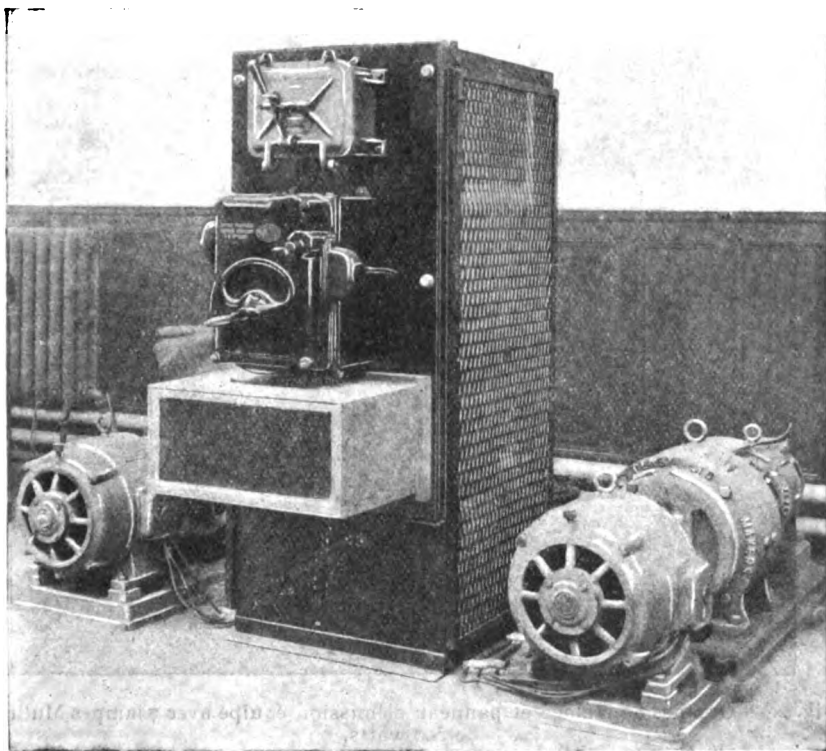


Fig. 1. — Source d'énergie à haute tension alimentant les plaques des lampes d'émission. On voit respectivement, à droite et à gauche de la figure, les deux groupes triples comprenant chacun un moteur d'induction, une dynamo haute tension et une excitatrice.

certaines essais. Il existe encore un deuxième groupe triple, ou groupe de secours, qui en cas de besoin peut être mis intantanément en service grâce à une simple manœuvre d'inverseur.

IV. Montage de l'émission. — Antenne. — Dans une salle distincte se trouve le panneau d'émission, établi par la « Radio-Communications Corporation » de Londres (fig. 2). Il porte divers appareils de réglage et sept lampes Mullard d'une puissance unitaire de 500 watts du type bien connu : filament à une seule boucle, plaque cylindrique ; et entre les deux, grille en hélice dépassant largement

les extrémités de la plaque. Les filaments sont alimentés par une batterie d'accumulateurs de 20 volts; et la haute tension est appliquée directement aux plaques, des dispositifs appropriés garantissant la dynamo contre tout court-circuit. Il ne nous est pas possible de donner ici le schéma des divers circuits d'émission. Signalons seulement que les modulations produites dans un circuit microphonique

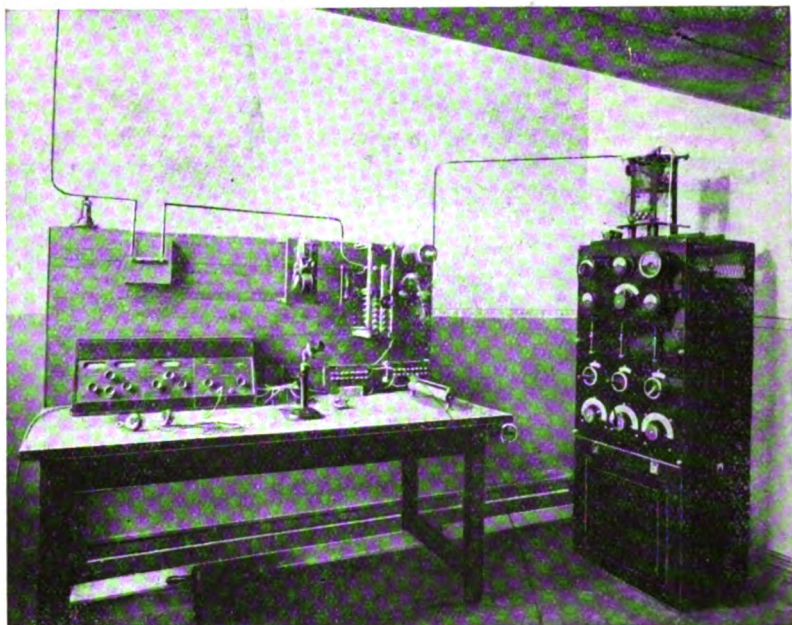


Fig. 2. — Organes de réglage et panneau d'émission équipé avec 7 lampes Mullard de 500 watts.

et amplifiées une première fois (salle de transmission ou studio) sont amenées aux deux premières lampes, qui sont montées en parallèle et fonctionnent en excitatrices; puis à la troisième qui amplifie une fois de plus; et enfin aux quatre dernières lampes, dites lampes de « contrôle », qui sont aussi montées en parallèle. Une station auxiliaire installée à quelques kilomètres permet de vérifier les qualités de la modulation, mais cette vérification peut aussi se faire sur place.

L'antenne utilisée normalement est suspendue entre le sommet du château d'eau et le plus haut bâtiment de l'usine. C'est une antenne prismatique à six fils, espacés au moyen d'entretoises convenables; et sa hauteur moyenne au-dessus du sol est de 52 mètres. Il existe, en outre, une antenne artificielle permettant de faire des essais sans trop gêner les stations voisines. Les émissions

se font actuellement avec la puissance maxima permise, c'est-à-dire 1,5 kilowatt ; la longueur d'onde λ est de 385 mètres.

V. Le « Studio » ou **salle de transmission**. — Au point de vue qui nous occupe, le studio ou salle de transmission (fig. 3) est la partie la plus intéressante du poste. C'est une salle assez spacieuse, présentant une surface de 7 mètres sur 5 mètres, où sont installés les appareils microphoniques et les appareils musicaux. On y remarque

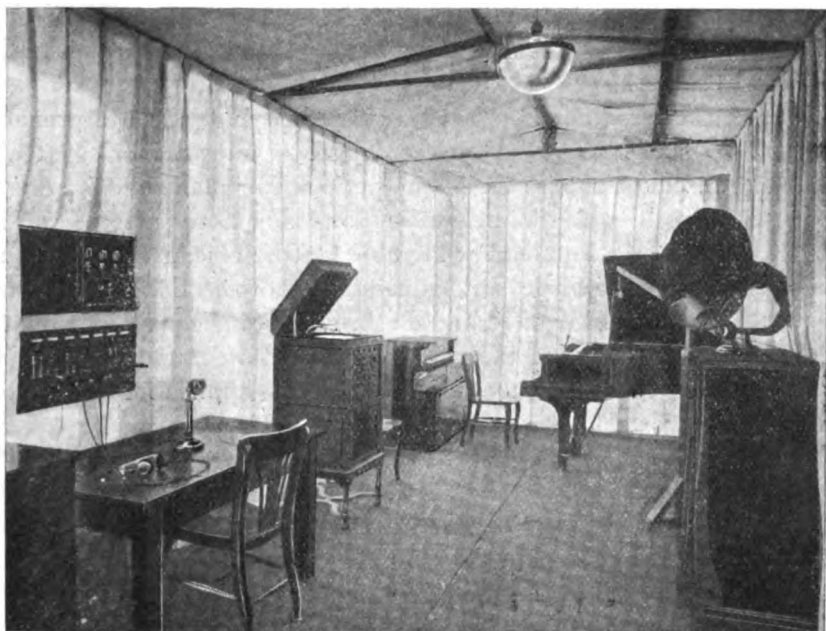


Fig. 3. - Studio ou salle de transmission contenant les appareils musicaux et les appareils de modulation (microphone, photophone, etc.)

en particulier un grand piano Steinway avec dispositif automatique Velté, un gramophone Edison du type disque-diamant le plus récent, un meuble Gramophone Æolian Vocation Graduola, etc. Le plafond et les murs sont tendus de draperies, et le parquet est recouvert de tapis, de façon à améliorer l'acoustique de la salle. Le microphone ordinairement employé pour moduler la parole ou la musique est suspendu à une potence qu'on aperçoit à droite dans la figure 3, et qui permet de le placer à bonne hauteur par rapport à la source sonore (artiste ou instrument). La modulation est amplifiée une première fois sur place, puis transmise directement à la salle d'émission, les deux salles étant reliées par une série de circuits appropriés.

Au lieu du microphone, on emploie aussi un nouvel appareil, dit « Photophone », qui donne, paraît-il, d'excellents résultats quand on transmet de la musique de piano : la reproduction des accords reste très fidèle, et la distorsion est réduite au minimum. Cet appareil nous paraît être simplement un perfectionnement du « Pallophotophone » ⁽¹⁾, récemment décrit dans le *Scientific American* : la seule différence essentielle semble être l'interposition dans le Photophone de deux réseaux à lignes parallèles sur le trajet du faisceau lumineux ; mais les détails de construction restent encore secrets pour le moment. Contentons-nous donc de donner ici une description théorique très sommaire.

Une source lumineuse ponctuelle (ici, lampe Pointolite prenant 5 ampères sous 125 volts) envoie, grâce à un premier système « lentille-réseau », son image sur un petit miroir plan solidaire d'une plaque vibrante qu'actionneront les ondes sonores ; cette même image, grâce à un deuxième système « lentille-réseau » symétrique du premier, est renvoyée sur les cellules photoélectriques modulatrices. L'artiste qui veut faire du broadcasting chante devant la plaque vibrante, comme il chanterait devant un microphone ordinaire. L'appareil est susceptible des mêmes applications que son prototype, et, en tout cas, son principe est intéressant.

VI. Résultats obtenus par 2 Z Y. — Tel est en substance l'outillage dont dispose la « Broadcasting Station » de Manchester. Son fonctionnement est très régulier et a contribué à populariser la radiotéléphonie dans le Lancashire et les régions voisines. En outre, elle a réalisé, avant bien d'autres, une opération fort intéressante au point de vue technique : à savoir la retransmission automatique et simultanée d'émissions étrangères. *L'Onde Électrique* (numéro de mars 1923, p. 191) a déjà signalé comment 2 Z Y, sous la direction de Mr. A. P. M. Fleming, avait réussi à recevoir les signaux émis par F. L. à 22 h 45 sur $\lambda = 2\,600$ mètres, et à les retransmettre simultanément (au vrai, avec un retard négligeable de quelques millièmes de seconde) sur sa longueur d'onde propre de 385 mètres. Un autre résultat à noter aussi est la transmission, devenue courante, de la musique d'un orchestre situé au cœur de Manchester à près de 9 kilomètres du poste d'émission : cette musique est d'abord transmise directement au poste au moyen d'une ligne terrestre, puis

⁽¹⁾ *Scientific American*, avril 1923, p. 242 : « Douze mois de Radio », par John Liston.

de là, elle est renvoyée simultanément dans toutes les directions par téléphonie sans fil.

Voici un détail amusant qu'on nous a signalé et qui illustrera les remarques précédentes. Au début de ces retransmissions automatiques, un amateur écoutant une transmission musicale de Birmingham (indicatif 5 I T, $\lambda = 420$ mètres), et situé à peu près à mi-chemin entre cette ville et Manchester, eut la surprise d'entendre encore cette même musique après avoir réglé sa réception sur l'onde de 325 mètres. La même musique lui arrivait donc de deux côtés à la fois, de 5 I T, et aussi bien de 2 Z Y.

VII. Avenir du « Broadcasting ». — Les lecteurs de cet article peuvent se rendre compte jusqu'à quel point le « Broadcasting » s'est implanté dans le monde, de quels moyens il dispose actuellement ; et même, sans avoir la prétention de prophétiser, quelles perspectives d'avenir lui sont ouvertes. Sur le continent européen, il a été l'objet de quelques initiatives heureuses qui ne vont pas sans doute rester bien longtemps isolées ; d'autre part, dans deux grandes nations, les États-Unis et l'Angleterre, il est définitivement entré dans la pratique de la vie ordinaire. Nous n'avons malheureusement pas la statistique des « licences » de réception accordées jusqu'à ce jour par le Postmaster General : nul doute que le chiffre en soit très élevé. Quant à la France, n'estimait-on pas récemment à 500 000 le nombre de postes de réception existants ? D'ailleurs, les statistiques ne donnent qu'une limite inférieure du nombre réel, car elles ne peuvent évidemment tenir compte des postes clandestins.

Quant à l'appareillage employé, tant pour la réception que pour l'émission, il reste certainement à l'améliorer : ce à quoi on travaille vigoureusement dans tous les pays. Les succès déjà obtenus donnent confiance et permettent d'escompter des progrès substantiels et prochains. Nous nous proposons d'ailleurs d'exposer ultérieurement aux lecteurs de *l'Onde Électrique* quelques-unes des tentatives faites dans ce sens.

Pour l'avenir, il semble bien, en vue de l'expérience récente, que le « Broadcasting » tend à s'universaliser : il étend sa clientèle en multipliant les stations émettrices, en facilitant au public la réception grâce à des appareils bien étudiés et pas trop coûteux, en exécutant des programmes choisis au point de vue de l'utilité et de l'agrément. Il a déjà, il aura de plus en plus (quoiqu'on puisse abuser des meilleures choses), une influence heureuse : ainsi, il contribuera à diminuer l'isolement des ruraux, des invalides, ou de

tous ceux qu'une nécessité quelconque tient enfermés dans le « Home » ; il mettra à la portée de tous les distractions artistiques, les facilités d'enseignement que jusqu'ici on ne trouvait qu'à la ville, et par suite, il empêchera sans doute dans une certaine mesure l'abandon néfaste de la terre. Il serait facile d'allonger cette énumération : telle quelle, elle suffit pour montrer que le « Broadcasting » a de beaux jours en perspective.

C. LEROYER.

LA RÉCEPTION DE OC 45

Par M. BLANCHARD, lieutenant de vaisseau.



Montage sur oscillateur ouvert. Sur le fond de la boîte, la détectrice. Les circuits parcourus par la haute fréquence sont ainsi indéformables.

Le poste de réception dont la description va suivre est installé à Toulon, soit à 700 kilomètres de Paris à vol d'oiseau, au quatrième étage d'une maison qui en a six ; au pied du Faron qui a 550 mètres de haut et qui se trouve, par rapport au récepteur, dans la direction de Paris.

Le collecteur d'ondes est un cadre à une seule spire qui était primitivement un carré de 1,15 m de côté et qui a été remplacé par un hexagone de 0,70 m de côté. — Cette spire est constituée par douze fils de 10/10 double couche coton torsadés en trois torons de quatre fils chacun.

L'hétérodyne est du type créé par M. Mesny pour les récepteurs d'ondes courtes, et le cadre est monté en parallèle avec la self du circuit oscillant de cette hétérodyne.

Afin de pouvoir employer la même batterie de chauffage pour l'hétérodyne, pour la lampe détectrice et pour l'amplificateur B. F., on n'applique à la lampe détectrice que la tension qui existe entre le milieu de la self du circuit oscillant de l'hétérodyne et l'une des extrémités de cette self. Le montage est, en définitive, celui de la figure. On chauffe les lampes de l'hétérodyne juste assez pour qu'elle soit accrochée.

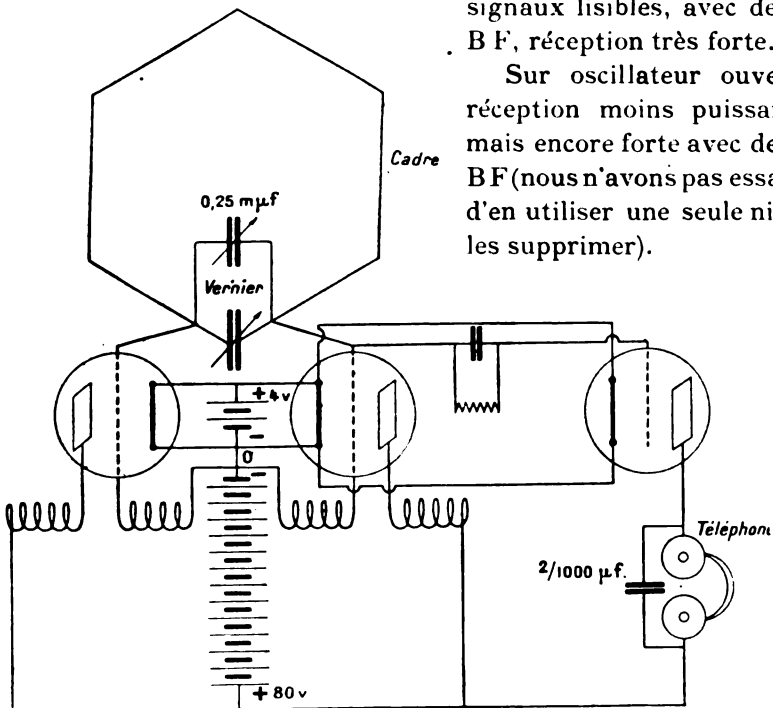
Avec ce dispositif, nous avons entendu O C 45 avec une régularité parfaite du 1^{er} mai au 13 juin. A cette date, nous avons remplacé le cadre par deux bouts de fil de 1,25 m de longueur chacun, l'un dirigé vers le haut, l'autre vers le bas. Avec ce dispositif, le 15 juin, la réception fut bonne du premier coup avec une seule lampe sur l'hétérodyne et deux B F.

Enfin, le 19 juin, nous avons tenté de déterminer la direction de propagation en hauteur des ondes reçues. Pour cela, nous avons constitué un oscillateur ouvert de 2,70 m de développement total mobile autour d'un axe horizontal dans un plan vertical passant par Paris. L'audition devait être maxima quand l'oscillateur était parallèle au champ électrique, lequel est perpendiculaire à la vitesse de propagation, mais la force de l'audition était à peu près la même quelle que soit la direction de l'oscillateur. Ce qui peut sans doute s'expliquer par l'influence du rayonnement secondaire des canalisations d'eau, de gaz et d'électricité excités par l'émission directe.

Le 20 juin, nous n'avons rien entendu, à partir de cette date nous avons cessé les expériences.

Comme intensité de réception : sur cadre, une lampe sur l'hétérodyne et une lampe détectrice, soit deux lampes allumées en tout, signaux lisibles, avec deux B F, réception très forte.

Sur oscillateur ouvert, réception moins puissante mais encore forte avec deux BF (nous n'avons pas essayé d'en utiliser une seule ni de les supprimer).



BIBLIOGRAPHIE

PROPAGATION

La propagation des ondes ; Oliver Lodge. *Modern Wireless et Radio News*, février 1923. — L'auteur se propose d'expliquer simplement comment se produit le rayonnement des ondes dans l'espace à partir de l'antenne d'émission.

Il rappelle d'abord que les ondes électro-magnétiques consistent en deux perturbations égales et perpendiculaires, l'une électrique, l'autre magnétique. La première est celle qui agit sur une antenne, la seconde est celle qu'utilise un cadre.

Ces deux composantes sont en phase, c'est-à-dire passent en même temps par zéro et par leur valeur maximum. Il y a là quelque chose de surprenant, puisque l'une, électrique, est due à la différence de potentiel statique dans l'antenne, tandis que l'autre, magnétique, est due au courant dans cette antenne ; et l'on sait que le courant et la différence de potentiel sont, dans l'antenne, décalés de $\pi/2$; l'énergie oscille en effet entre la forme potentielle (différence de potentiel maximum) et la forme cinétique (courant maximum). Au voisinage de l'antenne, la perturbation électrique et la perturbation magnétique sont donc décalées de $\pi/2$. Comment se fait-il qu'elles soient en phase à grande distance ? D'après sir Oliver Lodge, il se produit un changement, par lequel la perturbation en retard rattrape l'autre, et cela a lieu à une distance de l'antenne égale au *quart de la longueur d'onde*. En deçà, l'énergie passe alternativement de la source à l'éther, sans qu'aucun rayonnement prenne naissance. Au delà, les deux perturbations synchrones sont lancées dans l'espace, en emmenant une éner-

gie que l'on peut calculer. Elles se propagent alors forcément avec la vitesse de la lumière, jusqu'à ce qu'elles soient, tôt ou tard, absorbées ou captées.

Il résulte de ceci que si la fréquence des oscillations est très faible, c'est-à-dire si la longueur d'onde est très grande, le rayonnement ne peut se produire avant une distance considérable ; il ne se produit donc pas du tout, parce qu'à cette distance le champ est devenu complètement négligeable.

L'auteur termine en rappelant les analogies des ondes électromagnétiques avec les ondes sonores et lumineuses et les vagues de la mer.

La propagation des ondes ; G. W. Howe. *Electrician*, 13 avril 1923. — Le professeur Howe reprend dans cet article la question abordée par sir O. Lodge, et qu'il trouve insuffisamment éclaircie. « On est forcé, dit-il, de se demander comment il se fait que l'une des perturbations rattrape l'autre, et pourquoi il en résulte la projection de l'énergie dans l'espace. »

L'auteur envisage donc le phénomène un peu différemment. Considérons, dit-il, une antenne simplifiée, constituée d'un fil vertical au sommet duquel aboutissent un grand nombre de fils horizontaux divergeant dans toutes les directions, de manière à former une nappe circulaire. Si la longueur des fils horizontaux est grande par rapport à leur hauteur au-dessus du sol, cette longueur sera sensiblement le quart de la longueur d'onde propre de l'antenne. Imaginons qu'on fasse vibrer l'antenne précisément sur cette longueur d'onde propre, au moyen d'un alternateur placé à sa base. Si nous supposons d'abord qu'il n'y a aucune perte, ni par rayonnement, ni autrement, l'alternateur ne fournira

aucune puissance dès que le régime permanent sera atteint. Le courant sera constamment décalé de $\pi/2$ sur la tension, et l'énergie mise en jeu oscillera indéfiniment entre la forme magnétique et la forme électrique. Le champ électrique sera sensiblement localisé sous l'antenne, c'est-à-dire une distance d'environ un quart de la longueur d'onde, et ce champ sera en quadrature avec le champ magnétique. Imaginons maintenant que l'antenne rayonne. Il y a perte d'énergie, donc fourniture par l'alternateur, d'un certain courant en phase avec la tension. Le champ magnétique créé par ce courant est donc en phase avec le champ électrique. Les composantes de l'onde rayonnée partent donc en phase, de l'antenne même, et le seul changement qui survienne à la distance du quart de la longueur d'onde, est que le champ électrique beaucoup plus puissant résultant du régime stationnaire dans l'antenne, cesse de se faire sentir. C'est ce champ, en quadrature avec le champ magnétique correspondant, qui amène une confusion d'idées, si on ne remarque pas bien nettement qu'il est différent du champ rayonné.

On peut ajouter à cette explication, comme l'a fait un lecteur de *The Electrician*, que la distance à laquelle le champ électrique change d'aspect, n'est pas forcément le quart de la longueur d'onde; en général, elle est plus petite parce que l'antenne est munie d'une self à sa base et ne vibre presque jamais sur sa longueur d'onde propre; la longueur du fil horizontal de l'antenne est alors plus faible que le quart de la longueur d'onde de travail.

Cette explication montre bien aussi ce qui se passe si l'antenne rayonne, mais nullement *pourquoi* elle rayonne.

ATMOSPHÉRIQUES

De la nature des atmosphériques; W. WATT et E. V. APPLETON. *Proc. Royal. Soc. A.* vol. 103, pp. 84-103. — Les auteurs viennent de faire une étude fort intéressante sur les pertur-

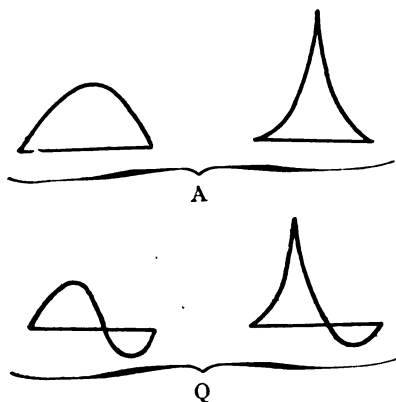
bations atmosphériques qu'il a pu oscillographier. Voici en quoi consiste leur dispositif. Ils reçoivent les perturbations sur une antenne en L renversé, haute de 15 m 50, et dont la partie horizontale a 500 mètres de long. Une résistance de 2 000 ohms placée en série donne à l'antenne un facteur d'amortissement égal à $4 \cdot 10^3$. Une capacité de 2,5 m μ F., égale à celle de l'antenne, est insérée entre celle-ci et la terre. On prend la d. d. p. aux bornes de cette capacité et on l'amène à une triode amplificatrice dont les circuits ont une constante de temps extrêmement faible (10^{-6} secondes); cette d. d. p. amplifiée est amenée aux deux armatures d'un condensateur placé dans un oscillographe cathodique pouvant fournir 1 m/m de déviation pour 1 volt de d. d. p. aux bornes du condensateur; le potentiel d'anode normalement utilisé dans l'oscillographe est de 350 v environ. Un autre condensateur placé dans le même oscillographe peut produire un champ perpendiculaire au précédent; il est alimenté par un oscillateur à triode afin de provoquer le balayage du pinceau cathodique, balayage qui dessine l'axe des temps; cet oscillateur a une période de l'ordre du millième de seconde.

Le pinceau cathodique tombe sur un écran fluorescent et les courbes tracées par la tache sont observées directement grâce à la persistance de la fluorescence et aussitôt notées; c'est ce que les auteurs appellent la méthode « eye and hand », par opposition à la méthode photographique bien difficile et bien coûteuse en pareil cas.

Grâce à l'apériodicité de l'antenne, les déviations sont à chaque instant proportionnelles à la f. e. m. induite par la perturbation; il est donc possible de déterminer les lois de ses variations et sa valeur numérique. Les observations effectuées du 22 novembre 1922 au 12 février 1923 ont conduit aux conséquences suivantes :

Il existe deux types principaux de perturbations : le type apériodique A et le type quasi-apériodique Q; dans chacun de ces types la première ondulation peut être de forme arrondie ou

pointue. Dans le type Q, sur un total de 298 observations, on a observé 3 alternances successives dans 23 cas,



4 dans 8 et 8 dans 1 cas; tous les autres cas correspondaient à deux alternances seulement.

Souvent on a pu voir sur les courbes des rides correspondant à des fréquences variables dont les plus élevées ont été de 30 000 environ. Le tableau suivant résume les résultats obtenus.

Type de signe	Nombre d'observations	$\frac{V}{E \cdot M}$		Durée en seconde		Période en seconde
		moyenne	maxima	moyenne	maximum	
A +	38	0,05	0,10	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$2,3 \cdot 10^{-3}$
A -	254	0,14	0,80	4,6	55	
Q +	105	0,20	0,67	2,1	8,5	
Q ±	73	0,07	0,33	1,9	13,7	
Q -	120	0,10	0,58	1,8	10	2,6

ϵ est la valeur du champ maximum pendant la perturbation, exprimé en volt par mètre. Le signe qui suit les perturbations indique le sens du champ pour le type A, celui du champ pendant la première alternance pour le type Q. Sous la dénomination Q± on a réuni les perturbations dans lesquelles les élongations des deux alternances étaient égales. Le signe + correspond à un champ dirigé vers le haut.

MESNY.

ÉMISSION

La station radiophonique américaine WGY; W. R. G. BAKER. *General Electric Review*, XXIV, 4 avril 1923. — L'auteur indique d'abord à quelles conditions doit satisfaire une station de « Broadcasting » :

Possibilité de donner un concert à tout instant si on le désire;

Continuité parfaite du service évitant toute interruption;

Qualité de modulation optimale;

Longueur d'onde constante.

Il donne ensuite une description détaillée et abondamment illustrée de la station édifiée à Schenectady (N. Y.), par la General Electric Co.

L'installation est divisée en deux parties. Dans un des bâtiments se trouvent les deux studios et la chambre de contrôle, et, dans un autre bâtiment, à 1 km environ, le poste émetteur proprement dit, avec son antenne à proximité.

L'organe essentiel du studio est le microphone, dont il existe un grand nombre de types, chacun approprié à une destination déterminée. Le système à grenaille de charbon est peu employé. Au contraire, le condensateur microphonique donne de bons résultats; il est monté en parallèle avec une résistance pour faire varier le potentiel de grille des lampes amplificatrices. Pour recueillir les sons du piano, on communique les vibrations de l'instrument à un équipement mobile placé dans un champ magnétique intense; les courants induits dans cet équipement sont dirigés vers un amplificateur spécial. Enfin on emploie fréquemment le « Pallophotophone » dans lequel les vibrations sonores agissent sur un petit miroir très léger qui dévie un rayon lumineux tombant sur une cellule photo électrique. L'appareil peut aussi servir de phonographe : au lieu de faire tomber le rayon lumineux sur la cellule, on l'enregistre sur un film; il suffit ensuite de dérouler ce film dans un reproducteur analogue

pour obtenir des courants qu'on dirige vers le modulateur, après amplification convenable. Ce procédé ne donnerait, paraît-il, aucune distorsion.

Plusieurs de ces microphones sont disposés avec grand soin dans le studio; on les utilise ensemble ou successivement, surtout lorsqu'on transmet des pièces jouées par plusieurs personnages. Un appareil spécial permet d'introduire au moment voulu les bruits caractéristiques : claquement d'une porte, grattement d'une allumette, etc., qui donneront à l'auditeur l'illusion la plus parfaite possible.

Un metteur en scène très expérimenté, assisté d'un aide, dirige l'exécution.

Il y a deux studios, l'un utilisé pour les émissions musicales, l'autre pour les récitations et conférences.

En outre, un équipement transportable est prévu pour les transmissions en dehors du studio; en particulier, les offices religieux sont envoyés régulièrement chaque dimanche. Un autre dispositif permet de retransmettre instantanément les signaux horaires officiels.

A côté du studio se trouve la chambre de contrôle, groupant tous les amplificateurs nécessaires, avec leurs batteries d'accumulateurs et le tableau de distribution. Le couplage de ces amplificateurs est fait par résistances-piles, ou par transformateur symétrique (*push-pull*). On utilise normalement trois étages, de puissances croissantes alimentés sous 300 et 600 volts.

Un quatrième étage alimenté sous 2000 volts, fait partie du poste émetteur proprement dit, placé à quelque distance. Celui-ci comprend cinq tubes (*pliotrons*) modulateurs, agissant par variation de tension-plaque sur le tube oscillateur (*radiotron*) de grande puissance.

L'alimentation est faite par redressement de courant triphasé à l'aide d'un dispositif spécial; la tension est de 12000 volts.

Le courant haute-fréquence est fourni à un circuit fermé, couplé très lâche avec l'antenne, pour assurer la constance de la fréquence.

Enfin, l'antenne, accordée en deux de ses points, est soutenue par deux pylônes atteignant 90 mètres, distants de 120 mètres. En dessous se trouve un contrepoids très étendu.

Cette station, dont la modulation est excellente, a été nettement entendue en Europe (4000 km) et aux îles Hawaï (7000 km).

Une méthode de transmission de l'alphabet applicable en télégraphie sans fil et en télégraphie par câbles (terrestres ou sous-marins); O. SQUIER Georges. *Journal Franklin Institute*. n° 5 (1923), pp. 633-640. — L'alphabet Morse réalisant des coupures entre les points et traits perturbe la transmission en créant des périodes relativement variables. De plus, il est relativement lent puisque les traits durent trois fois plus longtemps que les points.

Dans le but de diminuer les brouillages en évitant les parasites dus à la brusque variation des courants pendant la manipulation, et en augmentant la vitesse de transmission, ce qui diminuerait, à trafic égal, le nombre de postes travaillant à la fois, l'auteur propose une nouvelle transmission du morse dans laquelle les traits, points et intervalles se différencient par l'amplitude de l'onde de haute fréquence et non par la longueur des signaux.

Une onde porteuse est modulée à très basse fréquence (10 à 60 par seconde).

Suivant l'amplitude une demi-onde de basse fréquence représente un point, un trait ou un intervalle. Le changement d'amplitude se faisant au passage de l'intensité par zéro, c'est-à-dire pendant une interférence, il n'y a pas de discontinuités comme dans la manipulation morse, discontinuités qui provoquent l'émission d'harmoniques violents et nombreux, gênant les postes de réception désaccordés. L'auteur n'indique d'ailleurs pas comment il obtiendrait une émission de ce genre ni comment il la déchiffrerait (la réception n'étant d'ailleurs pas, *a priori*, difficile par détection et enregistrement du courant détecté). — R. Du Bois.

MESURES

Note sur la mesure des signaux radiotélégraphiques ; C. R. ENGLUND. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, t. II, pp. 26-33, février 1923. — Après avoir passé en revue les différents procédés applicables pour la solution du problème posé, l'auteur décrit celui qu'il a employé pour la mesure des signaux de Nauen. Les signaux étaient reçus sur un cadre de 2 mètres. Les ondes traversaient un filtre (ligne artificielle) ne laissant passer que les fréquences de l'ordre de celles à étudier et arrivaient à un amplificateur comportant trois lampes haute fréquence, une détectrice et deux basses fréquences amplifiant les battements dus à une hétérodyne locale.

Les signaux ainsi amplifiés étaient shuntés dans un téléphone et agissaient sur un tube de Braun dont le faisceau traçait, sous l'action d'un champ alternatif local, un trait lumineux sur un écran. Les signaux donnaient au pinceau lumineux un déplacement perpendiculaire à ce trait.

Dans le cadre était intercalé une résistance d'un ohm parcourue par un courant de même fréquence que les signaux à mesurer. Ce courant provenait d'un générateur local et traversait une boîte d'atténuation spécialement construite. Un couple permettait de mesurer l'intensité de ce courant à l'entrée de la boîte d'atténuation qui permettait de faire varier l'intensité du courant dans la résistance d'un ohm, de façon à ce que la chute de tension aux bornes de cette résistance put être amenée à l'égalité avec celle induite par les signaux reçus.

Cette égalité pouvait être évaluée soit au téléphone (précision de 24 %) ou au tube de Braun (précision 12 %).

L'auteur indique les diverses précautions prises pour éviter l'action du générateur local sur le cadre.

Il termine en donnant les résultats de mesures faites sur Nauen pendant les mois de février, mars et avril 1922.

La force électrique a varié de 22 à 60 microvolts par mètre. — JOUAUST.

Mesures de rayonnement ; R. BROWN, C. R. ENGLUND et H. T. FRIS. *Pr. I. R. E. V.* 11, 2 avril 1923, pp. 115-153.

Cet article contient la description des méthodes et des appareils employés par les ingénieurs de la Western Electric Co pour les mesures de rayonnement effectuées sur les transmissions téléphoniques New-York-Londres ($\lambda = 5\,300$ mètres) et sur des transmissions téléphoniques entre les États-Unis et un navire ($\lambda = 360$ mètres environ). Il expose, en outre, le système employé pour la mesure des bruits perturbateurs qui gênent les réceptions téléphoniques.

La méthode consiste en principe à recevoir sur cadre les signaux à mesurer; ils sont convenablement amplifiés et un appareil de mesure est placé dans le circuit plaque de la dernière triode. Cet appareil s'arrête pendant la réception du signal à une certaine graduation. Cette graduation ayant été notée, on oriente le cadre à l'extinction et, avec un émetteur local, on l'excite à nouveau en faisant varier cette excitation jusqu'à ce que l'appareil indicateur revienne à la même graduation. Du courant produit par l'émetteur local et mesuré avec un thermoélément, on déduit la force électromotrice induite par lui dans le cadre. L'égalisation de cette force électromotrice avec celle produite par le signal donne une relation d'où on tire la force électromotrice en $\frac{\mu V}{m}$.

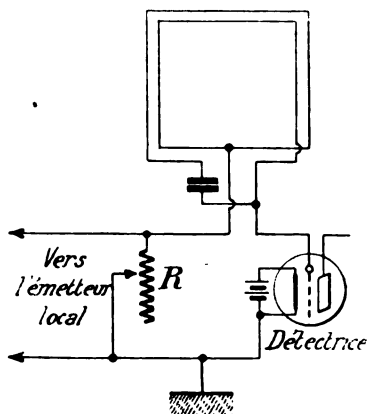
Pour l'onde de 5 300 m le couplage était le même que celui utilisé par Englund pour les mesures sur l'onde de 12 500 m (voir ci-dessus). Une résistance d'un ohm est en série dans le cadre et c'est dans cette résistance que l'on fait passer une fraction connue i du courant étaloné de l'émetteur local; la force électromotrice introduite dans le cadre est alors égale à i volts.

Pour faciliter la sélection, on a employé la méthode suivante : Le cadre

est couplé très lâche, par capacité, avec un circuit secondaire qui agit sur le détecteur. Sur ce dernier agit en même temps un oscillateur fournissant une oscillation à la fréquence de 91 kilo-périodes. Cette oscillation bat avec celle de l'onde reçue dont la fréquence est de 57 kilo-périodes. Le battement de 34 kilo-périodes passe alors dans un filtre qui ne laisse passer que les fréquences comprises entre 33,5 et 35,5 kilo-périodes; ce sont ces battements qui sont amplifiés et, finalement, hétérodynisés et détectés à nouveau.

Les auteurs insistent sur les précautions à prendre pour que la seule excitation qui parvienne au cadre soit celle prévue par le couplage à résistance. Des cages soignées bien mises à la terre sont nécessaires.

Pour les ondes courtes (300 à 1 000 m) Friis a imaginé un autre couplage. Le milieu du cadre est à la terre et c'est sur cette prise de terre que se trouve placée la résistance de couplage, les connexions sont celles représentées sur la fi-



gure. On emploie encore la méthode des battements auxiliaires : supposons, par exemple, que l'on veuille travailler sur une onde de 750 kilo-périodes, l'oscillateur auxiliaire alimente la première lampe détectrice à la fréquence de 795 kilo-périodes donnant lieu à des battements de 45 kilo-périodes. L'émetteur local avec lequel se fera la comparaison n'est pas réglé sur 750 kilo-pé-

riodes, mais sur $795 + 45$, de telle sorte qu'il donne encore des battements de 45 kilo-périodes, mais comme il n'est pas à l'accord du cadre, le trouble qu'il peut apporter en produisant une excitation parasite par des voies anormales n'est presque plus à craindre.

Ici on n'égalise plus la force électromotrice induite dans le cadre par l'émission et l'émetteur local, mais les différences de potentiel produites entre filament et grille de la détectrice. Pour l'émission, cette d. d. p. est la moitié de d. d. p. aux bornes du condensateur d'accord; pour l'émetteur local, elle est égale à $\alpha R I$, R étant la résistance de couplage, I l'intensité du courant qui y circule et α un coefficient à déterminer par expérience lors de l'étalonnage du système. Cette méthode permet de faire passer dans la résistance R le courant total de l'émetteur local qu'il fallait réduire considérablement dans le premier cas. Dans ce cas, la force électromotrice obtenue par la résistance devait, en effet, égaler la force électromotrice produite par l'émission; tandis que maintenant elle doit égaler une d. d. p. relativement considérable, résultat de la résonance.

Ces appareils ont été construits pour des postes fixes mais aussi pour être montés sur des voitures, ce qui a permis de faire de nombreuses mesures en des lieux différents.

Les résultats des mesures de jour s'accordent très bien avec ceux que fournit la formule d'Austin tant sur 5.300 (distance 5 000 km) que sur 360 m (distances 50 à 2 000 km). Les observations de nuit donnent des valeurs beaucoup plus considérables, jusqu'à quinze fois plus fortes pour l'onde de 5 300 m; l'effet du lever et du coucher du soleil sont particulièrement marqués.

Les mesures se font de façon identique sur les émissions télégraphiques ou téléphoniques. Si la modulation est bien faite, elle ne trouble nullement la régularité du fonctionnement. Ce que l'on mesure est naturellement le champ électrique de l'onde porteuse.

L'étude des bruits parasites se fait avec les mêmes appareils. Le but de la campagne est principalement la

recherche des conditions à réaliser pour obtenir de bonnes communications téléphoniques; comme la voix est un élément trop variable, on l'a remplacée par une modulation dont la fréquence varie de 600 à 1 400 périodes dix fois par seconde. Ce résultat est obtenu en faisant varier de ces quantités la fréquence de l'émetteur local, au moyen d'un petit condensateur variable qui tourne à la vitesse convenable. On écoute les signaux ainsi produits et on diminue leur intensité jusqu'au moment où ils disparaissent sous les bruits parasites; le champ équivalent à cette intensité est pris pour valeur du champ des bruits parasites. Des quelques observations faites jusqu'ici, il semble ressortir que le champ d'une émission téléphonique doit être trente fois plus fort que celui des bruits parasites pour que la réception téléphonique soit bonne, mais ce ne sont pas encore des résultats certains.

L'article contient des schémas complets des montages et des photographies des appareils. — MESNY.

Les caractéristiques du fer magnétiquement actif. — TURNER (A.). *Phys. Rev.*, 21, 1923, p. 74-83). — La méthode suggérée par Pupin revient à mesurer en haute fréquence l'inductance effective et la résistance de bobines à noyau d'acier feuilleté. On utilise un pont alternatif excité par une source à haute fréquence F . Les noyaux de fer sont aimantés en basse fréquence f . Un interrupteur synchronisé sur f lance la haute fréquence à une phase réglable de f . La durée du contact est $\frac{1}{1800}$ de seconde; $f = 60$;

F varie de 5 000 à 50 000. On reçoit au téléphone après amplification et redressement. La perte par hystérésis est obtenue en retranchant de la résistance totale la résistance continue du cuivre et les pertes par courant de Foucault (calculées). La perméabilité est proportionnelle à l'inductance effective. Les champs varient de 0,28 à 5,5 gauss. Les courbes donnant la perméabilité et les pertes par hysté-

résis en fonction de la phase présentent naturellement des maxima et des minima: quand F croît, le maximum de perméabilité décroît et le maximum de la perte par hystérésis croît. Quand f augmente, ces maxima croissent tous deux. — COURTINES.

Effets obtenus lorsqu'un courant alternatif traverse un électromètre capillaire; KLEEMAN (R. D.) et SIMONDS (D. T.). (*Phys. Rev.*, 21, 1923, p. 38-45). — L'électromètre utilisé comprend un capillaire dont la section intérieure présente un minimum en son milieu. Ce capillaire est relié à un réservoir à mercure et à un réservoir contenant une solution saturée de sulfate mercurieux. Une cuvette mobile permet de faire varier la hauteur du mercure et de ramener constamment le ménisque au milieu du capillaire. — On observe qu'un courant alternatif meut la colonne mercurielle dans le même sens qu'un courant continu provenant de la solution. On ne peut attribuer ce phénomène à l'action détectrice de l'électromètre, car elle est en sens opposé; d'ailleurs, quand on l'élimine au moyen d'un condensateur, on fait croître la déviation. Les pressions croissent plus ou moins linéairement avec la tension jusqu'à 10,5 cm pour 1.15 volts puis restent constantes jusqu'à 1.4 volts. Les fréquences 200 et 60 donnent le même résultat.

L'auteur explique ce phénomène en admettant qu'entre le mercure et la solution existe un conducteur de transition dans lequel les ions positifs et négatifs sont plus ou moins séparés. Un courant électrique modifie cette séparation. — COURTINES.

La sensibilité de l'oreille aux petites différences d'intensité et de fréquence; KNUDSEN (V. O.). (*Phys. Rev.*, 21, 1923, p. 84-102). — La source sonore est un téléphone excité par un poste à lampes sous une intensité E et une fréquence N réglables. Une clef tournante produit des variations périodiques ΔE ou ΔN par changement du shunt de téléphone ou de

la capacité du circuit oscillant. On cherche les valeurs de $\frac{\Delta E}{E}$ ou $\frac{\Delta N}{N}$ qui correspondent au seuil d'audition. Les mesures s'accordent à 10 pour 100 près. La formule $\frac{\Delta E}{E} = F + (1 - F)$

$\left(\frac{E_0}{E}\right)^n$, dans laquelle E_0 est le seuil d'intensité, donnée par Nutting pour la vision, se retrouve, approximative, dans l'audition. Ici F est environ 0,10; n varie quelque peu (de 1,65 pour 200 ~ à 1,05 pour 1 000 ~), mais pour $\frac{E}{E_0} = \text{constante}$, par exemple, 10 000, $\frac{\Delta E}{E}$ reste à peu près indépendant de la fréquence⁽¹⁾; (il varie de 10 pour 100 entre 100 et 3 200 ~) — $\frac{\Delta N}{N}$ dépend de l'intensité relative à peu près de la même manière que $\frac{\Delta E}{E}$; il décroît de 0,01 pour 50 ~ à 0,003 pour 600 ~ et reste ensuite constant jusqu'à 3 200 ~. La limite de perception de la variation de hauteur est à peu près la même pour l'oreille entraînée ou non; l'entraînement aide l'oreille à distinguer quelle est la note la plus haute. Les deux oreilles sont plus sensibles qu'une seule à ΔN , mais non à ΔE . — COURTINES.

Étalonnage d'un ondemètre au moyen de fils de Lecher; G. PESSON. *L'Elettrotecnica*, 15 février 1922, n° 5, vol. X. — L'auteur décrit en détail un procédé susceptible d'être employé pour étalonner un ondemètre, quand on ne dispose d'aucun matériel spécial, comme cela peut arriver dans certaines stations isolées. Il établit à 60 cm au-dessus du sol, sur une série de piquets placés en ligne droite, deux fils d'un diamètre de 3 mm distants de 8 cm. À l'une de leurs extrémités et à leurs points de contact avec les piquets, ces fils étaient isolés par des porcelaines. À l'autre extrémité, ils aboutissaient à un éclateur sur lequel on fai-

sait agir une petite bobine d'induction; un ampèremètre permettait de reconnaître que l'ensemble fonctionnait.

La longueur de l'onde ainsi produite était sensiblement égale à quatre fois la longueur de l'un des fils. Il opéra successivement sur les ondes de 800, 1 200 et 2 000 mètres.

Après avoir décrit le mode opératoire, l'auteur fait remarquer que la relation précédente entre la longueur de l'onde et celle du fil n'est pas rigoureuse et, prenant les formules de propagation le long des lignes, il calcule les corrections à apporter à cette relation. Pour les ondes sur lesquelles il opéra, ces corrections varient entre 0,4 et 0,7 pour 100.

Toutes corrections faites, il trouva pour la grande onde 2 011 mètres, et un étalonnage rigoureux de l'ondemètre sur la même onde lui donne 2 020. La comparaison de ces deux nombres fournit un élément d'appréciation de la précision de la méthode.

Enfin, le temps nécessaire à l'application du procédé, y compris la mise en place de la ligne et son enlèvement n'a guère dépassé une demi-journée. — MESNY.

LAMPES

Courbes permettant le calcul de l'émission thermoionique pour le tungstène, le tungstène thorié, le molybdène et le tantali; Paul DUSHMAN et Jossie W. EWALD. *General Electric Review*. Volume XXVI, mars 1923, pp. 154-160. — Dushman se basant sur des considérations thermodynamiques a montré récemment qu'à la formule classique de Richardson, il convenait de substituer la formule :

$$I = AT^2 e^{-\frac{b_0}{T}}$$

A étant constant pour tous les corps.

Dans ces conditions, en employant les logarithmes vulgaires, on a :

$$\log I = 1.7792 + 2 \log T - \frac{b_0}{2.303 T} \quad (1).$$

⁽¹⁾ Car F dépend aussi de la fréquence.

Tableau II.

T Deg K	W		T _h		M ₀		T _a	
	log I	I	log I	I	log I	I	log I	I
800			11,08	$1,20 \times 10^{11}$				
900			9,23	$1,70 \times 10^9$				
1 000			8,96	$9,12 \times 10^8$				
1 100			6,40	$2,51 \times 10^6$				
1 200			5,60	$3,98 \times 10^5$				
1 300			4,60	$3,98 \times 10^4$				
1 400	9,76	$5,75 \times 10^9$	3,49	$3,09 \times 10^3$	8,56	$3,63 \times 10^8$	7,65	$4,47 \times 10^7$
1 500	8,90	$7,94 \times 10^8$	2,26	$1,82 \times 10^2$	7,66	$4,57 \times 10^7$	6,67	$4,68 \times 10^6$
1 600	7,91	$8,13 \times 10^7$	2,93	$8,51 \times 10^2$	6,62	$4,17 \times 10^6$	5,57	$3,72 \times 10^5$
1 700	6,80	$6,31 \times 10^6$	1,53	$3,39 \times 10^1$	5,47	$2,95 \times 10^5$	4,36	$2,29 \times 10^4$
1 800	5,60	$3,98 \times 10^5$	0,66	1,15	4,23	$1,70 \times 10^4$	3,08	$1,20 \times 10^3$
1 900	4,33	$2,14 \times 10^4$	0,55	3,55	4,92	$8,32 \times 10^3$	3,71	$5,13 \times 10^3$
2 000	4,96	$9,12 \times 10^3$	0,98	9,55	3,52	$3,31 \times 10^3$	2,29	$1,95 \times 10^2$
2 100	3,55	$3,55 \times 10^3$	1,37	23,44	2,08	$1,20 \times 10^2$	2,808	$6,43 \times 10^2$
2 200	2,07	$1,17 \times 10^2$	1,73	53,70	2,59	$3,89 \times 10^2$	1,285	$1,93 \times 10^1$
2 300	2,57	$3,71 \times 10^2$	2,07	117,50	1,06	$1,15 \times 10^1$	1,723	$5,28 \times 10^1$
2 400	1,023	$1,05 \times 10^1$			1,49	$3,09 \times 10^1$	0,126	1,34
2 500	1,438	$2,74 \times 10^1$			1,89	$7,76 \times 10^1$	0,497	3,14
2 600	0,825	$6,68 \times 10^1$						
2 700	0,18	1,52						
2 800	0,518	3,30						

Tableau III.

T (Degrés K)	E Watts/cm ²	1/E (amp.-watt)	
		W	T _A
1 000	0,570		$1,59 \times 10^7$
1 100	1,008		$2,51 \times 10^7$
1 200	1,663		$2,40 \times 10^3$
1 300	2,600		$1,51 \times 10^4$
1 400	3,809	$1,48 \times 10^9$	$7,94 \times 10^4$
1 500	5,632	$1,41 \times 10^8$	$3,24 \times 10^3$
1 600	7,889	$1,02 \times 10^7$	$1,07 \times 10^3$
1 700	10,77	$5,80 \times 10^7$	$3,16 \times 10^3$
1 800	14,39	$2,75 \times 10^6$	$7,94 \times 10^2$
1 900	18,82	$1,15 \times 10^5$	$1,91 \times 10^1$
2 000	24,19	$3,80 \times 10^5$	$3,98 \times 10^1$
2 100	30,66	$1,15 \times 10^4$	$7,58 \times 10^1$
2 200	38,30	$3,09 \times 10^4$	1,41
2 300	47,30	$7,94 \times 10^4$	2,51
2 400	57,77	$1,82 \times 10^3$	
2 500	69,82	$3,89 \times 10^3$	
2 600	83,77	$7,94 \times 10^3$	
2 700	99,74	$1,51 \times 10^2$	
2 800	117,7	$2,82 \times 10^2$	

I étant exprimé en ampères par centimètre carré, T étant la température absolue du filament et b_0 une constante qui dépend de la nature de ce filament. Pour les principaux corps, les valeurs de cette constante sont les suivantes :

Corps	b_0
Tungstène	52 600
Molybdène	50 000
Tantale	46 500
Thorium	34 100
Calcium	26 000

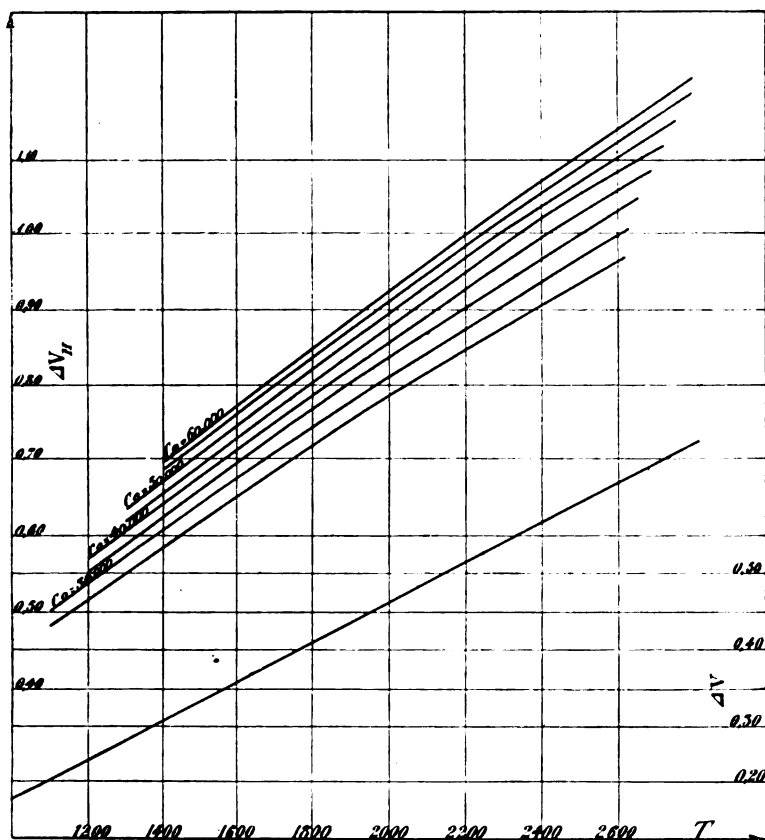
Les auteurs donnent des abaques pour l'application de la formule (1) et

calcul des lampes est la connaissance de la puissance rayonnée par unité de surface du filament pour une température donnée.

Cette puissance E exprimée en watts par centimètre carré se déduit de la formule :

$$\log E = 3,680 (\log T - 3,30) - \frac{1,040}{T} + 1,900.$$

Des graphiques publiés dans le mémoire original facilitent l'emploi de cette formule d'où sont déduits les résultats mentionnés au tableau III où figure également pour diverses températures le rapport entre l'émission



le tableau ci-contre déduit de cette formule donne à diverses températures les émissions électroniques par centimètre carré pour différents corps.

Un autre point important dans le

électronique par unité de surface et la puissance rayonnée par unité de surface.

Mais dans une lampe, les diverses parties du filament ne sont pas toutes

à la même température et certaines parties ne contribuent nullement à l'émission thermoionique.

D'après Langmuir, soit i l'émission réelle d'un filament, la quantité d'électrons qui serait émise si tout le filament contribuait à l'émission serait :

$$I = \frac{i f}{S}$$

S étant la surface totale du filament

et $f = \frac{V + \Delta V}{V + \Delta V - \Delta V_H}$

V étant la chute de tension dans le filament

$$\Delta V = 0,00026 (T - 400)$$

et ΔV_H étant fonction de b_0 et de T.

La figure donne les valeurs de ΔV et de ΔV_H pour le tungstène.

$V + \Delta V$ serait la chute de tension le long du filament si sa température était uniforme.

Lorsqu'on connaît cette expression, on peut en déduire la puissance consommée et, si son filament est suffisamment long, la température.

L'établissement théorique de la formule (1) suppose que le champ électrique est nul à la cathode. Or, il n'en est pas ainsi. Schottky a montré que si le potentiel de l'anode est V,

on observe une émission i_r reliée à l'émission i_0 déduite de l'équation par la formule :

$$(2) \quad i_r = i_0 e^{\frac{4,39 \sqrt{kV}}{T}}$$

Dans le cas de la lampe cylindrique

$$k = \frac{1}{2,303 r \lg \frac{R}{r}}$$

r rayon du filament, R rayon de l'anode.

En combinant cette équation (2) avec l'équation (1) on obtient

$$I_r = 60,2 T^2 e^{-\frac{b_0 - 4,39 \sqrt{kV}}{T}}$$

Pour des tensions V de l'ordre de 100 volts, on obtient pour le terme correctif $4,39 \sqrt{kV}$ les valeurs suivantes :

Diamètre du filament cm	Diamètre de l'anode cm	$4,39 \sqrt{100 k}$
0,001	1	747
0,005	0,5	404
0,005	1	381
0,01	1	289
0,1	1	129

JOUAUST.

CORRESPONDANCE & AVIS

École de Radiotélégraphie annexe à la Faculté des Sciences de Bordeaux

La Faculté des Sciences de Bordeaux a organisé, depuis trois ans déjà, un enseignement radiotélégraphique à deux degrés :

Dans un *Cours élémentaire*, les élèves reçoivent la préparation à un brevet de Radiotélégraphie, délivré par la Faculté, et un brevet d'Opérateur de bord, délivré par l'Administration des P. T. T. Durée du cours : huit mois environ.

Le *Cours secondaire* a été organisé en vue de la préparation aux emplois

de sous-ingénieur, de chef de poste, d'assistant technique. Les élèves qui satisfont aux examens de sortie reçoivent un *Diplôme d'études techniques de Radiotélégraphie*, qui leur donne droit, en particulier, à être admis sans examen à l'École supérieure d'Électricité (section de Radiotélégraphie). Durée du cours : huit mois environ.

L'admission à ces deux cours est prononcée après un examen exclusivement oral, qui a lieu à la Faculté des Sciences, en juillet et en octobre.

Pour tous renseignements, s'adresser au Directeur de l'École, Faculté des Sciences, 20, cours Pasteur, Bordeaux.

LA MESURE DU COURANT DE SATURATION DANS LES LAMPES A TROIS ÉLECTRODES

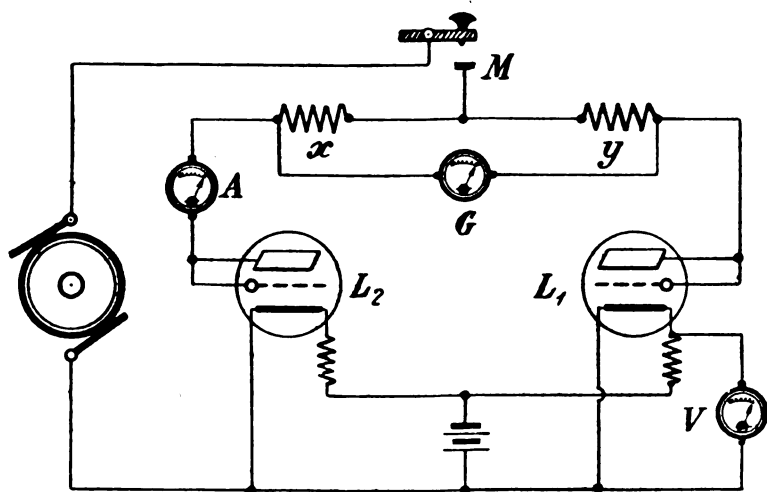
Par Maurice GUÉRITOT

La mesure du courant de saturation dans les lampes d'émission puissantes est une opération assez délicate et qui, jusqu'ici, n'avait été réalisée que par des procédés oscillographiques. Peu de temps avant sa mort, notre regretté collègue Maurice Guéritot avait imaginé une méthode fort simple, et qui, essayée au laboratoire de l'Établissement central de la Radiotélégraphie militaire, s'était montrée susceptible de fournir d'excellents résultats.

Dans ces conditions, nous avons cru que ce travail ne devait pas tomber dans l'oubli et nous avons pensé qu'en le publiant nous serions utiles à tous ceux qui s'occupent de la technique des lampes, en même temps que nous rendrions un nouvel hommage à la mémoire d'un excellent camarade. — R. JOUAUST.

Le montage réalisé est celui indiqué dans la figure.

On voit immédiatement que lorsqu'on ferme le manipulateur M , on applique une tension continue entre le filament d'une part, l'ensemble grille-plaque d'autre part, des deux lampes L_1 et L_2 . Si



cette tension est suffisamment élevée, le courant débité par l'une ou l'autre des lampes est le courant de saturation correspondant à la température à laquelle est porté le filament.

Mais tandis que la lampe L_1 , la lampe à essayer, est chauffée normalement, la lampe d'équilibrage L_2 est à chauffage réduit. Cette réduction est telle que le courant de saturation de la lampe L_2 n'est guère que le cinquième du courant correspondant au chauffage normal.

Dans ces conditions, la plaque de la lampe est susceptible de

dégrader sans inconvénient pendant un certain temps la puissance correspondant au produit de ce courant de saturation par la valeur de la tension appliquée.

Au contraire, si on avait laissé le manipulateur fermé un certain temps, la lampe L_1 eût été mise hors de service. Le manipulateur ne pouvait donc être fermé que pendant un temps très court.

Au moment où on ferme, le courant de saturation i_1 de la lampe L_1 traverse la résistance y , le courant i_2 de la lampe L_2 , la résistance x . Si la relation

$$xi_2 = yi_1$$

est réalisée, le galvanomètre G reste au repos, sinon il reçoit une impulsion.

Le mode opératoire est donc le suivant :

On règle les résistances x et y , de façon à ne pas observer d'élongation du galvanomètre au moment où on appuie sur le manipulateur.

On éteint la lampe L_1 et on lit sur l'ampèremètre A la valeur du courant i_2 . La possibilité de laisser la lampe L_2 un certain temps en circuit, permet d'exécuter facilement cette mesure.

La valeur cherchée est donc :

$$i_2 = \frac{xi_1}{y}$$

Pratiquement, on a trouvé plus commode de donner aux résistances des valeurs fixes, en faisant $x=5y$ et d'effectuer le réglage en faisant varier i_2 par modification du chauffage de la lampe L_2 .

Dans les essais, les résistances x et y étaient constituées par des rhéostats en maillechort de quelques ohms, et le galvanomètre G par un voltmètre donnant toute sa graduation pour quelques volts.

Il importe dans ces mesures de choisir le point commun au filament et au pôle négatif.

Le courant d'électrons qui va du filament à la plaque circule au moins partiellement dans le filament où il se superpose au courant de chauffage. Il peut, suivant le choix du point commun, s'ajouter à ce courant ou s'en retrancher.

Dans tous les cas, il modifie le courant de chauffage et par suite le courant de saturation.

Il convient, en général, de relier le pôle négatif de la source haute tension au positif du filament. Dans ces conditions, le courant d'électrons se retranche du courant de chauffage et on ne risque pas de surchauffer la lampe.

On a constaté par exemple, dans les essais effectués, que le fait de prendre comme point commun le positif ou le négatif du filament, faisait varier de 0,85 ampère à 0,95 le courant de saturation d'une lampe donnée.

La méthode que nous venons de décrire a été comparée au procédé oscillographique employé généralement au laboratoire de l'Établissement central du matériel de la Radiotélégraphie militaire ⁽¹⁾.

Tout d'abord, on constata que ce dernier procédé donnait des valeurs plus élevées pour le courant de saturation. La cause en était la suivante :

Dans le procédé oscillographique tel qu'il était employé, les mesures duraient un certain temps et quoiqu'on opérât en courant alternatif à la fréquence de 42 cycles par seconde, que par suite, la plaque n'eût à dégrader la puissance maximum que pendant un temps très court, il se produisait un certain échauffement de la lampe, amenant un dégagement gazeux et par suite une augmentation du courant de saturation ⁽²⁾.

Le mode opératoire a été modifié de la façon suivante :

On a déterminé par le procédé ordinaire la tension qu'il convient d'appliquer entre le filament et l'ensemble plaque-grille, pour obtenir sûrement la saturation. Puis, après avoir laissé la lampe se refroidir, on a appliqué la tension pendant un temps très court, juste suffisant pour permettre de marquer sur le verre dépoli de l'oscillographe la position du maximum de l'onde enregistrée.

Dans ces conditions, les deux méthodes ont fourni identiquement les mêmes résultats.

⁽¹⁾ Jouaust. Essai des lampes d'émission de moyenne puissance au laboratoire de l'E. C. M. R. *Onde Electrique*, n° 6, juin, 1922, pp. 322-334.

⁽²⁾ Jouaust. L'influence des traces de gaz dans les lampes à trois électrodes. *Onde Electrique*, n° 14, février 1923, pp. 65-74.

ÉTUDE SUR LES LIGNES EN T DISSYMMÉTRIQUES ET APPLICATION AUX FILTRES DE BANDES

Par MM. Ph. LE CORBEILLER et Ch. LANGE

Ingenieurs des Télégraphes

1. — On appelle T l'ensemble de trois conducteurs disposés en T (ou en étoile) comme l'indique la figure 1, et on appelle π l'ensemble de trois conducteurs disposés en π (ou en triangle) comme l'indique la figure 2.

L'intérêt de ces configurations provient principalement de la propriété suivante, démontrée par M. le professeur Kennelly : un réseau composé de résistances ohmiques, de selfs, de capacités et de trans-

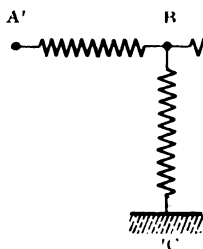


Fig. 1.

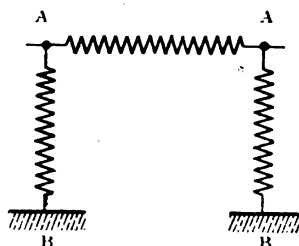


Fig. 2.

formateurs sans fer connectés entre eux d'une manière quelconque, peut être remplacé à une fréquence déterminée, mais quelconque, et en régime permanent, par un certain T bien défini (ou un certain π), pour toute opération effectuée à ses bornes et au delà.

Divers inventeurs (Campbell; K. Willy Wagner...) ont breveté des dispositifs appelés *filtres électriques*, composés d'un nombre très grand de T ou de π mis en série; ces sortes de lignes artificielles ne transmettent l'énergie que pour des fréquences comprises entre certaines limites, et cette propriété a des applications diverses, en particulier en radiotéléphonie sur fils.

Dans le présent article, nous établissons une *formule générale* (5) relative à un T quelconque, et s'appliquant notamment au cas où les branches du T contiendraient des appareils les affectant d'une *résistance négative*. Nous appliquons cette formule à l'étude d'une ligne formée d'un très grand nombre de T en série, et nous établissons la

condition de filtrage, très simple (13), (14) qui permet de déterminer les valeurs des fréquences que laisse passer le filtre en question.

Les filtres composés de π donneraient lieu à une étude calquée sur celles des filtres en T et qu'il est inutile de reproduire.

2. — Reprenons donc le T de la figure 1 et soit, à une fréquence déterminée $\frac{\omega}{2\pi}$, R et R' les impédances présentées par les branches BA, BA' et G l'admittance (inverse de l'impédance) du montant BC. Un des principaux problèmes à résoudre consiste, étant donné l'impédance quelconque z connectée à droite du T (fig. 3), à déterminer l'impédance z' que présente à gauche l'ensemble du T et de l'impédance z.

La relation entre z et z' s'obtient immédiatement à partir de la figure 3; on a :

$$z' = R' + \frac{1}{G + \frac{1}{R + z}}$$

ou bien :

$$(1) \quad z' = \frac{(R'G + 1)z + (R + R' + RR'G)}{Gz + (RG + 1)}$$

c'est une relation du type

$$(2) \quad z' = \frac{\alpha z + \beta}{\gamma z + \delta}, \quad \alpha\delta - \beta\gamma = +1$$

très complètement étudié par les mathématiciens, sous le nom de substitution homographique modulaire, à coefficients complexes.

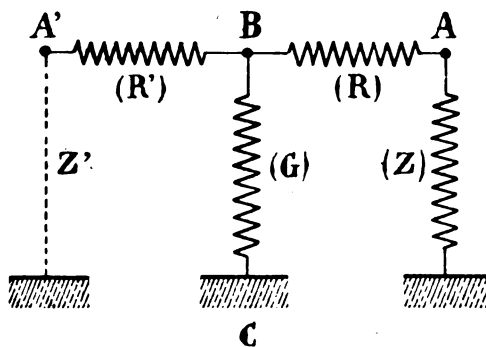


Fig. 3.

Inversement, on peut passer de la forme (2) à la forme (1) en posant :

$$(3) \quad G = \gamma \quad R = \frac{\delta - 1}{\gamma} \quad R' = \frac{\alpha - 1}{\gamma}$$

Cette identification ne serait pas toujours possible si les trois branches du T ne devaient contenir que des résistances ohmiques, des selfs et des capacités ordinaires; en effet, si

$$z = r + jx \quad j = \sqrt{-1}$$

est l'impédance d'un pareil système, la partie réelle de z est essentiellement positive ou nulle, alors que : $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ étant des quantités complexes quelconques, les parties réelles des quantités complexes R, R', G , que l'on en déduit par les formules (3) sont d'un signe quelconque.

Mais on connaît de nombreux appareils (arc électrique, dynatron de Hull; combinaisons de triodes de MM. Blondel, M. Latour, Scott Taggart, Turner, etc.) tels que la partie variable du courant qui les traverse soit déphasée de plus d'un angle droit, en valeur absolue, sur la partie variable de la tension à leurs bornes, et dont, par suite, on peut dire qu'ils présentent, soit une résistance négative, soit une impédance à partie réelle négative. La remarque ci-dessus montre que si l'on veut tirer tout le parti possible des propriétés de la relation (2) démontrées en mathématiques pures, il est nécessaire d'admettre que les branches du T peuvent contenir des appareils à résistance négative. Dans la suite de cet article, à moins de mention expresse du contraire, les impédances R et R' des branches du T, et l'admittance G du montant du T, seront donc des quantités complexes dont la partie réelle aussi bien que la partie imaginaire pourra avoir un signe quelconque. La relation (1) entre les impédances z et z' est, dans ces conditions, entièrement équivalente à la relation (2) la plus générale, et l'on passe de l'une à l'autre au moyen des formules (3).

3. — Il existe deux valeurs de z auxquelles la relation (2) fait correspondre une valeur égale de z' ; ce sont les racines p et q de l'équation du second degré que l'on obtient en faisant $z' = z$ dans cette relation :

$$(4) \quad \gamma z^2 + (\delta - \alpha)z - \beta = 0$$

Du point de vue électrique, cela signifie qu'il existe deux valeurs p et q de l'impédance z , telles qu'à chacune d'elles corresponde une valeur égale de l'impédance de l'ensemble formé par le T suivi de z . Nous donnerons à ces impédances particulières p et q le nom d'*impédances limites à gauche* que nous justifierons plus loin (parag. 5).

Si nous mettons en évidence ces impédances particulières, la relation (2) prend la forme fondamentale pour ce qui va suivre :

$$(5) \quad \frac{z' - p}{z' - q} = M \frac{z - p}{z - q}$$

M est une quantité numérique complexe que l'on appelle le *multipliqueur* de la substitution $\begin{pmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{pmatrix}$.

Si nous identifions les relations (2) et (5), il vient pour M une équation du second degré :

$$(6) \quad M^2 - (\delta^2 + \alpha^2 + 2\beta\gamma) M + 1 = 0.$$

Il n'y a cependant pas d'ambiguïté pour M , car de la comparaison de (2) et de (5), on tire par exemple :

$$(7) \quad M = \frac{\delta + \gamma q}{\delta + \gamma p}$$

ce qui montre que le multipliqueur est univoquement déterminé dès que l'on a distingué p et q . Si on intervertit p et q dans (5), M doit évidemment se changer en $\frac{1}{M}$. La relation (7) montre qu'il en est bien ainsi et que l'on passe bien d'une racine de (6) à l'autre, qui est son inverse.

L'ensemble des trois données complexes (p, q, M) définit le T et équivaut exactement à la donnée de (R, R', G). On passe en effet de (p, q, M) à (R, R', G) par la suite d'équations (5), (2) et (3). L'opération inverse se fait plus commodément en introduisant un paramètre (v). Posons :

$$(8) \quad \frac{(R + R') G}{4} = Sh^2 v$$

ce qui détermine en fonction des données une quantité complexe v de module bien défini, mais dont l'argument n'est connu qu'au signe et à la période π près. Nous trouvons pour les impédances p et q l'expression :

$$(9) \quad \left. \begin{matrix} p \\ q \end{matrix} \right\} = \frac{R' - R}{2} \pm \frac{Sh 2v}{G}$$

La quantité $Z_0 = \frac{Sh 2v}{G}$ est susceptible d'après l'équation (8), de deux déterminations opposées. Convenons de choisir v de telle manière que la partie réelle de $\frac{Sh 2v}{G}$ soit positive. Pour distinguer p et q , nous ferons alors correspondre arbitrairement le signe $-$ à p , le signe $+$ à q . Avec ces conventions, on trouve pour M la valeur bien définie :

$$(10) \quad M = e^{+4v}$$

Le sens physique du multipliqueur M apparaît si l'on met bout à bout un nombre fini de T identiques, et que l'on étudie la *ligne* ainsi formée; c'est ce que nous allons faire dans le paragraphe suivant.

*

4. — Connectons deux T identiques comme l'indique la figure 4. Nous savons qu'il existe un T unique équivalent, à la fréquence $\frac{\omega}{2\pi}$, à cette ligne.

La formule (5) nous permet d'obtenir très facilement les éléments de ce T unique, en passant par l'intermédiaire de l'impédance z' . On a en effet :

$$\frac{z' - p}{z' - q} = M \frac{z - p}{z - q}$$

$$\frac{z'' - p}{z'' - q} = M \frac{z' - p}{z' - q}$$

d'où :

$$\frac{z'' - p}{z'' - q} = M^2 \frac{z - p}{z - q}$$

Si nous mettons n T bout à bout, constituant ainsi une *ligne en T de n cellules*⁽¹⁾, on aurait entre l'impédance z connectée à son

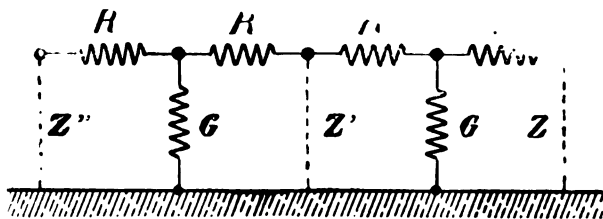


Fig. 4.

extrémité droite et l'impédance z_n de l'ensemble mesurée à gauche, la relation :

$$(11) \quad \frac{z_n - p}{z_n - q} = M^n \frac{z - p}{z - q}$$

Ainsi la ligne formée de n T identiques (ou de n cellules) mis bout à bout a mêmes impédances limites p et q que chacune des cellules et pour multiplicateur la $n^{\text{ième}}$ puissance du multiplicateur M d'une cellule. Cette ligne établit entre les impédances z_n et z à ses extrémités une relation homographique (11) de même forme et jouissant des mêmes propriétés que la relation (1) ou (5) relative à un T unique. Mais cela n'est plus nécessairement vrai si le nombre n est infini. La relation (11) prend alors en général une forme singulière, comme nous allons le montrer.

5. — On déduit de la relation (11) :

$$(12) \quad \text{mod} \left(\frac{z_n - p}{z_n - q} \right) = \text{mod} (M^n) \times \text{mod} \left(\frac{z - p}{z - q} \right)$$

⁽¹⁾ Ceci correspond à l'opération mathématique de l'itération de la substitution (5).

Supposons que le nombre n augmente indéfiniment. Deux circonstances bien différentes vont se présenter suivant que le multiplicateur M relatif à une cellule a un module différent de 1 ou égal à 1.

Soit d'abord $\text{mod } M = m \neq 1$ et $m > 1$, pour fixer les idées. Si n est extrêmement grand, $\text{mod } (M)^n = m^n$ est aussi extrêmement grand. La relation (12) montre alors qu'à une valeur de z_n quelconque correspond une valeur de z sensiblement égale à p et qu'à une valeur de z quelconque correspond une valeur de z_n sensiblement égale à q .

Physiquement, la formule (12) signifie que si on mesure l'impédance z_n de la ligne à son extrémité *gauche* on trouve $z_n = q$ quelle que soit l'impédance connectée à l'autre extrémité, et que si on mesure l'impédance z de la ligne à son extrémité *droite*, on trouve $z = -p$ quelle que soit l'impédance connectée à l'autre extrémité ⁽¹⁾.

Le cas où $\text{mod } M < 1$ se ramènerait au cas précédent en permutant p et q .

Supposons à présent que le module de M soit égal à 1. On rencontre alors cette circonstance que, si grand que soit n , la substitution (11) ne devient jamais singulière. Le multiplicateur M^n de la ligne à n cellules a en effet toujours pour module l'unité, alors que dans les cas précédents ce module devenait ou infiniment grand, ou infiniment petit.

Dans le cas où $\text{mod } M \neq 1$, les deux extrémités de la ligne infinie sont donc sans action l'une sur l'autre, et l'on vérifierait que les courants et tensions appliqués à l'une des extrémités n'atteignent pas l'autre. Au contraire, lorsque $\text{mod } M = 1$, les deux extrémités réagissent l'une sur l'autre, autrement dit, bien que n soit infini, la ligne transmet d'une extrémité à l'autre tensions ou courants ⁽²⁾.

La condition pour qu'une ligne composée d'une infinité de T identiques transmette les courants ou les tensions, autrement dit la

(1) On voit en effet aisément, à l'aide des formules du paragraphe 2, que les trois opérations suivantes sont équivalentes : 1° permuter les rôles des extrémités *gauche* et *droite* du T de la figure 1; 2° permuter R et R' ; 3° changer p en $-q$, et q en $-p$, sans changer le multiplicateur M . Les *impédances limites à droite* sont dès lors $-q$ et $-p$.

(2) Pour les lecteurs au courant de propriétés de la substitution $\begin{pmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{pmatrix}$ qu'il serait trop long d'exposer ici, nous ajouterons que le fait pour la ligne en T d'une infinité de cellules de laisser passer ou non les tensions ou courants d'une fréquence déterminée, correspond à la propriété des *trajectoires* de $\begin{pmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{pmatrix}$ de ne pas passer, ou de passer, par les points p et q . C'est pourquoi nous sommes amenés à opposer les substitutions pour lesquelles $\text{mod } M \neq 1$ (M complexe quelconque, substitutions loxodromiques; M réel, substitutions hyperboliques) à celles pour lesquelles $\text{mod } M = 1$ (substitutions elliptiques).

condition de filtrage, comme nous l'appellerons désormais, est donc :

$$(13) \quad \text{mod } M = 1.$$

6. — La condition de filtrage s'exprime explicitement en fonction des données (R, R', G) comme il suit. On a :

$$(10) \quad M = e^{4r}$$

avec

$$(8) \quad \frac{(R + R') G}{4} = Sh^2 r$$

Pour que $\text{mod } M = 1$, il faut et il suffit, d'après (10), que r soit purement imaginaire, ce qui entraîne, d'après (8),

$$(14) \quad (R + R') G \text{ réel, et } -4 \leq (R + R') G \leq 0$$

Cette forme convient mieux que la forme (13) à la discussion pratique de la condition de filtrage en fonction de la fréquence. Soit donc un T dont les trois branches sont des réseaux quelconques, pouvant comprendre, comme nous l'avons dit en commençant, des appareils à résistance négative. A une fréquence particulière $\frac{\omega}{2\pi}$, les impédances et admittances des bras et du montant du T sont R, R' et G; nous connaissons, par la composition des trois branches du T et les caractéristiques des appareils qui y figurent, les variations des vecteurs R, R' et G en fonction de ω . Il s'agit de déterminer quelles sont les fréquences que laissera passer un filtre composé d'un très grand nombre de T semblables.

Considérons l'extrémité du vecteur :

$$(R + R') G = X(\omega) + j Y(\omega).$$

Lorsque ω varie de 0 à $+\infty$, ce point décrit dans le plan des coordonnées un certain arc de courbe Γ . Cet arc pourra avoir un certain nombre de points communs avec le segment $(-4 \dots 0)$ de l'axe des X. Dès lors, les fréquences correspondant à ces points seront transmises d'une extrémité à l'autre du filtre considéré.

Pour que le filtre se laisse traverser non plus pour des fréquences distinctes $\left(\frac{\omega_1}{2\pi}, \frac{\omega_2}{2\pi}, \frac{\omega_3}{2\pi} \dots\right)$, mais pour une *bande de fréquences* (par exemple pour toutes les fréquences comprises entre $\frac{\omega_1}{2\pi}$ et $\frac{\omega_2}{2\pi}$), il faut et il suffit que la courbe Γ que nous venons de considérer coïncide avec tout ou partie du segment rectiligne $(-4 \dots 0)$ de l'axe des X. Dans ce cas, les limites de la bande de fréquences seront données par les valeurs du paramètre ω qui correspondent aux points -4 et 0 de cet axe. Notons qu'il pourra y avoir plusieurs de ces bandes, attendu que la courbe Γ pourra se composer de l'axe des X décrit plusieurs fois.

7. — On peut déduire de là une conséquence d'un certain intérêt pratique. Désignons par $R_m = \frac{1}{G}$ l'impédance du montant du T. la condition de filtrage s'écrit :

$$\frac{R + R'}{R_m} \text{ réel, et } -4 \leq \frac{R + R'}{R_m} \leq 0$$

c'est à-dire qu'une condition *nécessaire* de filtrage est que les vecteurs $(R + R')$ et R_m soient en opposition de phase : la quantité $\frac{R + R'}{R_m}$ étant alors réelle et négative ou nulle.

Supposons maintenant que l'on ne dispose pas de résistances négatives, mais seulement de résistances ohmiques, de selfs, de mutuelles et de capacités. Les impédances R , R' et R_m ont alors leur partie réelle positive ou nulle. Il est impossible dans ces conditions que les vecteurs $(R + R')$ et R_m soient en opposition de phase, à moins qu'ils ne soient tous deux dirigés suivant l'axe *oy*, ce qui implique que R , R' et R_m soient, individuellement, des inductances pures. Or, ces conditions sont indépendantes de la fréquence, c'est-à-dire qu'elles sont réalisées pour toutes les valeurs de ω , ou pour aucune. Il en résulte qu'une condition *nécessaire pour qu'une ligne en T d'un très grand nombre de cellules ne contenant pas de résistances négatives puisse servir à constituer un filtre de fréquences est que ces cellules ne contiennent pas non plus de résistances positives*, en d'autres termes qu'elles soient constituées uniquement par des selfs et des capacités.

La condition de filtrage d'une ligne composée de pareils T sera très facile à discuter. Les impédances $(R + R')$ et R_m seront des imaginaires pures, fonctions de ω . Si nous posons :

$$R + R' = j A (\omega)$$

$$\frac{1}{G} = R_m = j B (\omega)$$

A et B étant, séparément, des fractions rationnelles en ω , la condition nécessaire et suffisante pour que la ligne puisse être traversée par des courants à la fréquence $\frac{\omega}{2\pi}$ s'écrit :

$$-4 \leq \frac{A (\omega)}{B (\omega)} \leq 0$$

En discutant les inégalités ci-dessus, on trouvera, *en général*, un certain nombre de valeurs (positives) de ω ($\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k$) qui partageront l'intervalle $(0, \dots, \infty)$ en $(K + 1)$ intervalles,

$$(0, \dots, \omega_1), (\omega_1, \dots, \omega_2), \dots, (\omega_k, \dots, \infty)$$

pour lesquels, alternativement, la ligne se laissera ou ne se laissera pas traverser. On sera donc en présence d'un *filtre de bandes*.

Les filtres que l'on construit dans la pratique ont un nombre de cellules relativement petit et leurs conducteurs présentent une plus ou moins grande résistance ohmique. Les zones de filtrage réel auront alors des frontières moins nettement définies que les zones de filtrage théorique que nous avons uniquement envisagées jusqu'à présent, mais elles s'en rapprocheront d'autant plus que le nombre de cellules sera plus grand et surtout que les résistances des conducteurs seront négligeables vis-à-vis des diverses réactances.

Appendice

Supposons que le T que nous étudions soit formé de résistances et de réactances ordinaires, autrement dit, que les parties réelles des impédances R , R' et de l'admittance G soient positives ou nulles. On peut démontrer que, comme conséquence de cette hypothèse, les coefficients de la relation fondamentale :

$$(5) \quad \frac{z' - p}{z' - q} = M \frac{z - p}{z - q}$$

sont soumis aux restrictions suivantes :

1° La partie réelle de

$$p = \frac{R' - R}{2} - \frac{Sh2v}{G}$$

est essentiellement négative ;

2° La partie réelle de :

$$q = \frac{R' - R}{2} + \frac{Sh2v}{G}$$

est essentiellement positive ;

3° La partie réelle de v est essentiellement positive, ou ce qui est équivalent, le module de M est supérieur à l'unité.

La relation entre z et z' peut alors s'écrire, en posant : $p' = -p$,

$$\frac{z' + p'}{z' - q} = M \frac{z + p'}{z - q}$$

et le T est défini au moyen de trois éléments, les deux impédances limites à droite et à gauche p' et q à partie réelle essentiellement positive, et une quantité numérique complexe M de module supérieur à l'unité.

M. le professeur Kennelly a fait connaître dernièrement ⁽¹⁾ des formules d'un grand intérêt pour le calcul des T dissymétriques. Il définit le T équivalent à un réseau (composé de résistances ohmiques, de selfs, de mutuelles et de capacités) au moyen de trois éléments qui sont une impédance et deux quantités numériques complexes. Nous allons reprendre très brièvement ses calculs, afin d'obtenir la corres-

(1) Proc. A. I. E. E., février 1923.

pondance entre les éléments qu'il a introduits et ceux que nous venons de définir.

Soit le T de la figure 3, terminé à droite par une impédance z ; l'impédance z' de l'ensemble, mesurée à gauche, est donnée par

$$\frac{z' + p'}{z' - q} = M \frac{z + p'}{z - q}$$

Connectons l'impédance z à gauche de ce même T; l'impédance z'' de l'ensemble, mesurée à droite, sera (note du par. 5) donnée par :

$$\frac{z'' + q}{z'' - p'} = M \frac{z + q}{z - p'}$$

Cela posé, M. le professeur Kennelly mesure l'impédance à gauche lorsqu'on a à droite soit le circuit ouvert ($z = \infty$), soit le court-circuit ($z = 0$). Il appelle ces impédances R_{af} et R_{ag} ⁽¹⁾. Avec nos notations, on a :

$$R_{af} = \frac{p' + Mq}{M - 1}$$

$$R_{ag} = \frac{p'q(M - 1)}{Mp' + q}$$

Il mesure ensuite l'impédance à droite lorsqu'à l'extrémité gauche, on a, soit le circuit ouvert (R_{bf} , $z = \infty$), soit le court-circuit (R_{bg} , $z = 0$). Cela donne :

$$R_{bf} = \frac{Mp' + q}{M - 1}$$

$$R_{bg} = \frac{p'q(M - 1)}{p' + Mq}$$

Si le T était symétrique, son impédance caractéristique z_0 serait égale, d'après un théorème connu, soit à $\sqrt{R_{af} \cdot R_{ag}}$ soit à $\sqrt{R_{bf} \cdot R_{bg}}$. Le T étant dissymétrique, ces quantités ne sont pas égales entre elles. M. le professeur Kennelly démontre que l'on peut définir le T dissymétrique au moyen des trois quantités complexes z_{ab} , q (que pour éviter une confusion, nous appellerons ici h), et θ , définies comme il suit :

$$(z_{ab})^2 = \sqrt{R_{af} \cdot R_{ag}} \times \sqrt{R_{bf} \cdot R_{bg}}$$

$$h = \sqrt{\frac{R_{ag}}{R_{bf}}} = \sqrt{\frac{R_{af}}{R_{bg}}}$$

$$\tanh \theta = \sqrt{\frac{R_{ag}}{R_{af}}} = \sqrt{\frac{R_{bg}}{R_{bf}}}$$

z_{ab} est la *geomean surge impedance*, ou *impédance caractéristique moyenne* (géométrique), h est l'*inequality ratio* ou *facteur de dissymétrie*; θ est l'*angle hyperbolique* du T (il est le même mesuré à gauche ou à droite).

(¹) f = free (libre), g = grounded (mis à la terre).

Les formules précédentes permettent d'écrire sans difficulté :

$$\begin{aligned} z_{ab} &= \sqrt{p'q} \\ h &= \sqrt{\frac{p' + Mq}{Mp' + q}} \\ th\theta &= (M-1) \sqrt{\frac{p'q}{(p' + Mq)(Mp' + q)}} \end{aligned}$$

ce qui donne la correspondance entre les notations de M. le professeur Kennelly et celles du présent article.

Toutes ces formules se simplifient beaucoup si l'on se trouve en présence d'un *T symétrique*, c'est-à-dire si les impédances R et R' des deux branches sont égales. On a, dans ce cas, $h = 1$ et $p' = q$. Les formules de correspondance ci-dessus deviennent :

$$\begin{aligned} z_{ab} &= p' = q \\ th\theta &= \frac{M-1}{M+1} = \frac{e^{iv} - 1}{e^{iv} + 1} = th\,2v \end{aligned}$$

D'ailleurs, la quantité v définie à l'occasion du T dissymétrique par la formule :

$$\frac{(R + R') G}{4} = Sh^2 v$$

ne dépend que de l'admittance G du montant et de la somme $R + R'$ des impédances des branches et est par conséquent la même pour le T symétrique dont les branches ont pour impédance $\frac{R + R'}{2}$. La quantité v est donc la moitié de l'angle hyperbolique θ de ce T symétrique. Remarquons en outre que l'impédance caractéristique de ce T symétrique est égale à :

$$z_0 = \frac{Sh\,2v}{G}$$

Les quantités v, M, p', q que nous avons définies à partir du T dissymétrique (R, R', G) sont donc liées aux éléments z_0 et θ du T symétrique ($\frac{R + R'}{2}, \frac{R + R'}{2}, G$) par les formules :

$$\begin{aligned} v &= \frac{\theta}{2} \\ M &= \frac{1 + th\,\theta}{1 - th\,\theta} = e^{2\theta} \\ p' &= z_0 + \frac{R - R'}{2} \\ q &= z_0 + \frac{R' - R}{2} \end{aligned}$$

dont l'interprétation physique est aisée.

Ph. LE CORBEILLER.
Ch. LANGE.

RAYONNEMENT D'UN CADRE. — APPLICATIONS

Par M. R. MESNY

Professeur d'hydrographie de la Marine

1. **Calcul du champ.** — Il arrive parfois qu'il y a intérêt à grouper plusieurs cadres dans un espace restreint, il est alors utile de connaître les réactions qu'ils peuvent avoir l'un sur l'autre. Pour traiter cette question, on ne peut plus utiliser les formules de rayonnement à grande distance; d'autre part, les formules d'induction mutuelle risquent de sortir de leurs limites d'application; on se trouve donc amené à calculer l'expression complète du champ à toute distance. Ce calcul est assez long; mais, en dehors de l'intérêt des formules auxquelles il conduit, il présente l'avantage de montrer la continuité qui existe entre les actions par induction mutuelle proprement dite et par rayonnement.

Soit d'abord un cadre carré A B C D de dimensions infiniment

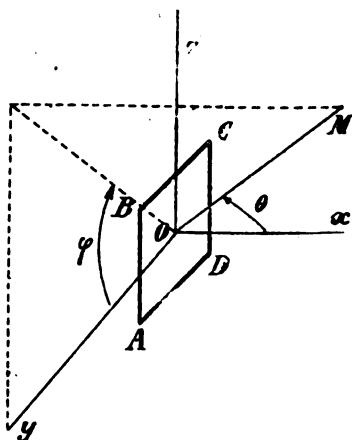


Fig. 1.

petites dy et dz (fig. 1). Désignons par φ , θ et r_0 les coordonnées du point M où nous désirons connaître le champ, par ω la pulsation, par α la quantité $\frac{2\pi}{\lambda}$ et enfin par ds l'élément de contour du cadre.

Le potentiel vecteur est, pour une intensité $I \sin(\omega t - \alpha r)$:

$$\vec{P} = \int \vec{I} \frac{\sin(\omega t - \alpha r)}{r} ds$$

en appelant r la distance de M à un point quelconque du contour.

••

Posons :

$$\frac{\sin(\omega t - \alpha r)}{r} = f(r, t)$$

et cherchons la composante P_z de $\vec{P}$. L'intégrale sera limitée aux côtés AB et CD sur lesquels $f(r)$ aura pour valeurs :

$$f(r_0) + \left(\frac{\partial f}{\partial y}\right)_0 \frac{dy}{2} \quad \text{et} \quad f(r_0) - \left(\frac{\partial f}{\partial y}\right)_0 \frac{dy}{2}$$

Il vient alors

$$P_z = -I dy dz \left(\frac{\partial f}{\partial y}\right)_0 = -I dy dz \left(\frac{\partial f}{\partial r}\right)_0 \frac{y}{r_0}$$

Appelant $d\sigma$ la surface de ABCD et remarquant que

$$y = r_0 \sin \theta \cos \varphi \quad z = r_0 \sin \theta \sin \varphi$$

il vient

$$P_z = -I d\sigma \sin \theta \cos \varphi \left(\frac{\partial f}{\partial r}\right)_0$$

on aurait de même

$$P_y = I d\sigma \sin \theta \sin \varphi \left(\frac{\partial f}{\partial r}\right)_0$$

d'autre part

$$P_x = 0.$$

Soit maintenant un circuit C de forme et de dimensions quelconques (fig. 2) et que nous supposons encore placé dans le plan

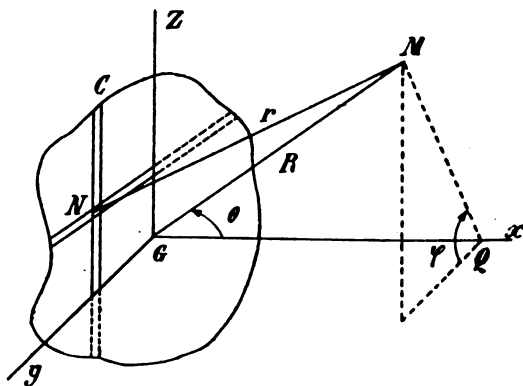


Fig. 2.

des yz . On peut décomposer sa surface en une infinité d'éléments par des parallèles aux axes oy et oz ; supposons que les contours de chacun de ces éléments soient parcourus par le courant I ; le résultat

sera le même que si le contour extérieur seul était le siège de ce courant et la composante P_z s'obtiendra par l'intégrale

$$(1) \quad P_z = -I \iint \sin \theta \cos \varphi \frac{\partial f}{\partial r} d\sigma$$

étendue à toute la surface. Dans le second membre de cette intégrale θ , φ et r représentent maintenant les coordonnées polaires du point M par rapport à trois axes parallèles à $Gxyz$ mais passant par le centre N de l'élément d'intégration.

θ , φ et r sont des fonctions des coordonnées y et z du point N et l'on peut écrire :

$$\sin \theta \cos \varphi \frac{\partial f}{\partial r} = F(y, z, t).$$

Appelons R la distance GM , et développons $F(y, z, t)$ en mettant en évidence les rapports $\frac{y}{R}$, $\frac{z}{R}$:

$$F(y, z, t) = F(0, 0, t) + A \frac{y}{R} + B \frac{z}{R} + C \left(\frac{y}{R} \right)^2 + \dots$$

Dans l'intégrale (1) les termes en $\frac{y}{R}$ et $\frac{z}{R}$ disparaîtront si l'on prend pour origine le centre de gravité de la surface; P_z sera donc, au second ordre près en $\frac{y}{R}$ et $\frac{z}{R}$.

$$P_z = -I S F(0, 0, t)$$

(S étant la surface totale du circuit) à condition de prendre pour origine des coordonnées le centre de gravité de la surface de ce dernier.

En représentant maintenant par θ , φ et R les coordonnées de M par rapport à $Gxyz$ on a donc :

$$P_z = -I S \sin \theta \cos \varphi \frac{\partial f}{\partial R}$$

ou encore, en posant pour simplifier l'écriture :

$$(\omega t - \alpha R) = u$$

et en remarquant que :

$$f = \frac{\sin u}{R}$$

$$P_z = \frac{I S \sin \theta \cos \varphi}{R^2} \left[\sin u + \alpha R \cos u \right]$$

De même :

$$P_y = - \frac{IS \sin \theta \sin \varphi}{R^2} \left[\sin u + \alpha R \cos u \right]$$

et

$$P_x = 0.$$

Les charges électriques n'existant que dans le condensateur du cadre (on néglige les charges du fil) le potentiel scalaire sera nul et les composantes du champ électrique seront dans les mêmes conditions

$$(2) \quad \begin{cases} \eta_x = 0 \\ \eta_y = - \frac{\partial P_y}{\partial t} = \frac{IS \omega \sin \theta \sin \varphi}{R^2} \left[\cos u - \alpha R \sin u \right] \\ \eta_z = - \frac{\partial P_z}{\partial t} = - \frac{IS \omega \sin \theta \cos \varphi}{R^2} \left[\cos u - \alpha R \sin u \right] \end{cases}$$

Ces formules montrent que le champ électrique η est parallèle au plan du contour et perpendiculaire au plan xGM ; il est indépendant de φ et son amplitude est :

$$\eta_{max} = \frac{IS \omega \sin \theta}{R^2} \sqrt{1 + \alpha^2 R^2}$$

D'autre part le champ magnétique sera donné par les relations :

$$H_x = \frac{\partial P_y}{\partial z} - \frac{\partial P_z}{\partial y}$$

$$H_y = \frac{\partial P_z}{\partial x}$$

$$H_z = \frac{\partial P_y}{\partial x}$$

d'où :

$$(3) \quad \begin{cases} H_x = - \frac{IS}{2R^3} \left[(3 \cos 2\theta + 1) (\sin u + \alpha R \cos u) + 2 \alpha^2 R^2 \sin^2 \theta \sin u \right] \\ H_y = - \frac{IS}{2R^3} \sin 2\theta \left[3 (\sin u + \alpha R \cos u) - \alpha^2 R^2 \sin u \right] \cos \varphi \\ H_z = - \frac{IS}{2R^3} \sin 2\theta \left[(3 (\sin u + \alpha R \cos u) - \alpha^2 R^2 \sin u) \right] \sin \varphi \end{cases}$$

formules supposent seulement que le carré du rapport des dimensions du cadre à la distance est négligeable. Elles sont à rapprocher de celles qui donnent le champ d'un doublet et qui sont établies dans les mêmes conditions d'approximation ⁽¹⁾.

(1) Breit en étudiant des cadres circulaires est arrivé à des formules contenant les fonctions J de Bessel; mais outre que ces formules ne sont établies que pour le cercle, elles n'ont pas une approximation supérieure: il néglige comme nous les termes en $\frac{y}{R}$ et $\frac{z}{R}$. Breit. *Scient. Pap. of Bureau des Standards*. Circ. n° 431. 10 mars 1922.

On voit que H est situé dans le plan xGM , il est donc perpendiculaire au champ électrique η .

Il est intéressant d'écrire les valeurs des composantes de H quand R est très grand ou très petit par rapport à la longueur d'onde.

A très courte distance :

$$(4) \quad \begin{cases} H_x = -\frac{IS}{2R^3} (3 \cos 2\theta + 1) \sin \omega t \\ H_y = -\frac{3IS}{2R^3} \sin 2\theta \cos \varphi \sin \omega t \\ H_z = -\frac{3IS}{2R^3} \sin 2\theta \sin \varphi \sin \omega t \end{cases}$$

En laissant de côté le facteur $\sin \omega t$, ce sont les formules que l'on trouve en courant continu.

A grande distance :

$$(5) \quad \begin{cases} H_x = -\frac{4\pi^2 IS}{\Lambda^2 R} \sin^2 \theta \sin (\omega t - \alpha R) \\ H_y = \frac{4\pi^2 IS}{\Lambda^2 R} \sin \theta \cos \theta \sin (\omega t - \alpha R) \cos \varphi \\ H_z = \frac{4\pi^2 IS}{\Lambda^2 R} \sin \theta \cos \theta \sin (\omega t - \alpha R) \sin \varphi \end{cases}$$

Dans ce cas, le champ magnétique, qui est naturellement encore dans le plan xGM , est perpendiculaire au rayon vecteur GM , son amplitude est ⁽¹⁾ :

$$(6) \quad H = \frac{4\pi^2 IS}{\Lambda^2 R} \sin \theta$$

formule dans laquelle nous rappelons que S est la surface du cadre, R sa distance au point où le champ est H et θ l'angle que forme avec la normale au cadre la ligne qui le joint à ce point. Cette formule, comme les précédentes, est établie dans le système électromagnétique c. g. s.

2. Réaction de deux cadres l'un sur l'autre. — Proposons-nous maintenant d'examiner les réactions que peuvent produire l'un sur l'autre deux cadres voisins travaillant sur la même onde, et considérons en particulier le cas où l'un de ces cadres est employé comme radiogoniomètre. Nous rechercherons l'erreur d'azimut à laquelle on peut être conduit.

⁽¹⁾ Cette formule ne tient pas compte de l'image du circuit dans le sol : pour en tenir compte, il faudrait multiplier par 2 la valeur de H .

Imaginons deux cadres verticaux projetés sur le plan horizontal (fig. 3); et pouvant tourner autour de deux axes verticaux passant par leurs centres G_1 et G_2 .

Soit η_0 l'amplitude du champ électrique produit dans la région de ces cadres par une émission située dans la direction $G_1 E$ faisant un angle ζ avec $G_2 G_1$. Le cadre (1) sera orienté à l'extinction, et le cadre (2), dont la position est définie par l'angle θ , sera parcouru par un courant d'amplitude

$$i_2^{max} = \frac{2\pi S_2}{\Lambda r_2} \eta_0 \sin(\theta - \zeta)$$

S_2 et r_2 étant la surface et la résistance de ce cadre. Ce courant

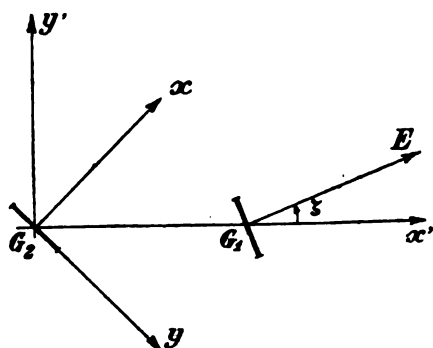


Fig. 3.

donnera lieu dans le cadre (1) à un flux Φ et le cadre (1) sera parcouru par un courant

$$i = -\frac{1}{r_1} \frac{\partial \Phi}{\partial t}$$

dont nous désignerons l'amplitude par i^{max} .

D'autre part, le courant que l'émission induirait dans le cadre (1) s'il était orienté à son maximum de réception aurait une amplitude

$$i_1^{max} = \frac{2\pi S_1}{\Lambda r_1} \eta_0.$$

Le rapport

$$p = \frac{i^{max}}{i_1^{max}}$$

fixera sur l'importance des perturbations apportées par le cadre (2) dans le cadre (1).

Pour obtenir l'expression de ce rapport, il faut calculer Φ . Comme nous ne cherchons que des valeurs approchées, nous admettrons

que la distance $G_1 G_2$ soit telle que l'on puisse négliger, vis-à-vis de l'unité, les carrés des rapports $\alpha R = \frac{2\pi R}{\lambda}$ d'une part et $\frac{\text{rayon des cadres}}{G_1 G_2}$ d'autre part; nous verrons que cela correspond bien aux conditions de la pratique.

Les formules (3) du numéro précédent sont alors applicables et l'on montrerait, par une méthode identique à celle employée pour les établir, qu'en conservant le même ordre d'approximation, on peut calculer Φ en multipliant la surface S_1 du cadre (1) par le champ du cadre (2) au point G_1 . L'angle φ des formules (3) sera égal à 0.

Soient H'_x et H'_y les composantes du champ magnétique du cadre (2) en G_1 dans le système de coordonnées $x' o y'$.

L'angle $x G_2 x'$ étant égal à θ on aura :

$$H'_x = H_x \cos \theta + H_y \sin \theta$$

$$H'_y = H_x \sin \theta - H_y \cos \theta$$

$$\Phi = S_1 (H'_x \cos \zeta + H'_y \sin \zeta) = S_1 [H_x \cos (\theta - \zeta) + H_y \sin (\theta - \zeta)].$$

En négligeant les termes en $\alpha^2 R^2$, il vient :

$$\alpha = -\frac{i_2 S_1 S_2}{2 R^3} \left[(3 \cos 2\theta + 1) \cos (\theta - \zeta) + 3 \sin 2\theta \sin (\theta - \zeta) \right] (\sin u + \alpha R \cos u)$$

et l'amplitude de $\left(\frac{\partial \Phi}{\partial t}\right)$ sera (1) :

$$\left(\frac{\partial \Phi}{\partial t}\right)_{max} = \frac{i_2 S_1 S_2 \omega}{2 R^3} \left[3 \cos (\theta + \zeta) + \cos (\theta - \zeta) \right]$$

On trouve alors :

$$p = \frac{i_{max}}{i_1 max} = \frac{S_2^2 \omega}{4 r_2 R^3} \left[3 (\sin 2\theta - \sin 2\zeta) + \sin 2(\theta - \zeta) \right]$$

L'expression entre crochets est maxima pour $\theta = -\zeta = \frac{\pi}{4}$ de sorte que le maximum de p est :

$$p_{max} = 1,5 \frac{S_2^2 \omega}{r_2 R^3}$$

Nous n'avons pas tenu compte de l'image du cadre (2); pour la faire entrer en ligne de compte, il faut multiplier la valeur de p par

(1) En divisant $\left(\frac{\partial \Phi}{\partial t}\right)_{max}$ par $i_2 \omega$, on obtient le coefficient d'induction mutuelle des circuits S_1 et S_2 tel qu'on pourrait le calculer par la formule de Neumann, au même ordre d'approximation.

un nombre au plus égal à 2. Nous aurons donc une limite supérieure du rapport étudié en considérant les valeurs de

$$2p_{\max} = 3 \frac{S_2^2 \omega}{r_2 R^3}$$

Suivant la phase du courant perturbateur i par rapport au courant principal i_1 , la déviation et le flou produits par le cadre (2) seront plus ou moins importants, mais il n'y a pas lieu de se préoccuper de ces phases, car, d'une part, elles sont essentiellement variables avec les accords des deux circuits (1) et (2); d'autre part, nous avons montré que l'usage d'un compensateur permet toujours d'obtenir l'extinction d'un signal, même quand le champ magnétique de l'onde n'est pas polarisé rectilignement (1). La déviation sera certainement inférieure à l'angle δ donné par la formule

$$\operatorname{tg} \delta = 2p_{\max}.$$

Il suffira donc d'examiner les valeurs numériques de $2p_{\max}$ pour les cas qui se présentent dans la pratique.

Prenons par exemple pour cadre (2) un cadre circulaire de 3 m de diamètre et de huit spires et cherchons l'action qu'il exercerait sur un cadre situé à 10, 20 et 30 mètres, auxquels cas on pourra négliger effectivement les termes en $\alpha^2 R^2$ sans modifier sensiblement les résultats. Sur l'onde de 800 m, une des plus basses que l'on pourrait accorder sur ce cadre, il aurait une résistance de 5 ohms environ. Les valeurs de $2p_{\max}$ et de δ seraient :

R = 10	20	30
$2p = 0,4$	0,05	0,015
$\delta = 24^\circ$	2°	$0^\circ 9$

3. Conclusions. — Donc, quand deux cadres voisins doivent travailler exactement sur la même onde, et que l'un d'eux doit fonctionner en radiogoniomètre, il faut réserver entre eux une distance d'au moins 30 m. Mais dans le cas où ils écoutent des ondes différentes, même très voisines, ils peuvent être placés beaucoup plus près l'un de l'autre. Il n'est pas possible de donner des règles absolues, le nombre des cas qui peuvent se présenter étant très grand; mais on pourra facilement calculer la distance à prévoir au moyen des formules précédentes. Une distance de 15 mètres suffira presque toujours quand les ondes écoutées différeront entre elles de quelques centièmes de leur valeur.

René MESNY,

(1) Compensation des cadres radiogoniométriques. (René Mesny, *Revue générale de l'Electricité*, t. XIII, n° 19, 12 mai 1923, p. 773.)

RADIOTÉLÉPHONIE

AVEC OU SANS COURANT PORTEUR

Par M. P. DAVID
Ingénieur à l'E. C. M. R.

Bien que de nombreux auteurs aient déjà exposé les principes généraux de la radiotéléphonie, il n'est peut-être pas inutile d'en dire encore quelques mots, pour une double raison ; d'abord, parce que les récents essais de communications transatlantiques réussis par la Western Electric Company ont attiré l'attention sur le procédé de transmission « sans courant porteur », auparavant très peu connu ; ensuite, parce que les articles déjà parus sur ce sujet traitent en général la question avec le secours d'un appareil mathématique peu attrayant. C'est pourquoi nous voudrions essayer d'exposer complètement le principe de ce procédé, en n'employant les calculs trigonométriques qu'à titre de vérification et de complément.

Principe de la modulation.

Une suite d'oscillations d'égale amplitude constitue une onde « entretenue ». Une suite d'oscillations d'amplitudes variables constitue une onde *modulée*.

Une onde amortie, une onde entretenue manipulée, sont donc, en ce sens, modulées. Toutefois, nous réserverons, comme c'est l'usage, le mot de modulation au cas de la téléphonie, c'est-à-dire à la variation d'amplitude produite par la voix ou la musique.

Cette variation, quoique complexe, nous est bien connue ; chacun sait qu'un son musical résulte de la superposition d'une vibration simple fondamentale, de fréquence comprise entre 30 environ et quelques milliers, avec un certain nombre d'harmoniques, dont les fréquences, multiples de celle fondamentale, s'étendent jusqu'à 5 000 ou 6 000.

La voix est une succession rapide de sons musicaux de hauteurs et de timbres très variables.

Par suite, moduler téléphoniquement une onde, dite « porteuse », c'est lui appliquer une variation d'intensité complexe, que l'on peut analyser en un grand nombre de variations périodiques simples de fréquences comprises entre 30 et 6 000.

C'est là un problème très difficile ; aussi, dans la pratique, se borne-t-on à transmettre seulement les fréquences les plus importantes. L'expérience a montré que l'on obtenait une reproduction rai-

sonnable de la voix à l'aide des fréquences comprises entre 200 et 2 000, et qu'une modulation de très bonne qualité pouvait se limiter à la bande 50-4 000 (¹).

Même après cette légère simplification, la modulation est encore beaucoup trop compliquée pour qu'on puisse utilement raisonner sur elle, graphiquement ou algébriquement. Par suite, nous nous bornerons à considérer, dans ce qui va suivre, une onde dont la variation d'amplitude est périodique simple; nous l'appellerons *simplement modulée*, et nous ne perdrons pas de vue que l'onde réelle est soumise à une variation bien plus complexe, somme d'un grand nombre de variations simples, dont les fréquences seront, en moyenne, comprises entre 200 et 2 000.

Exécution de la modulation.

Supposons que nous ayons dans un certain circuit, un courant « porteur » de pulsation Ω (courbe 1. fig. 1), qu'il s'agit de moduler à

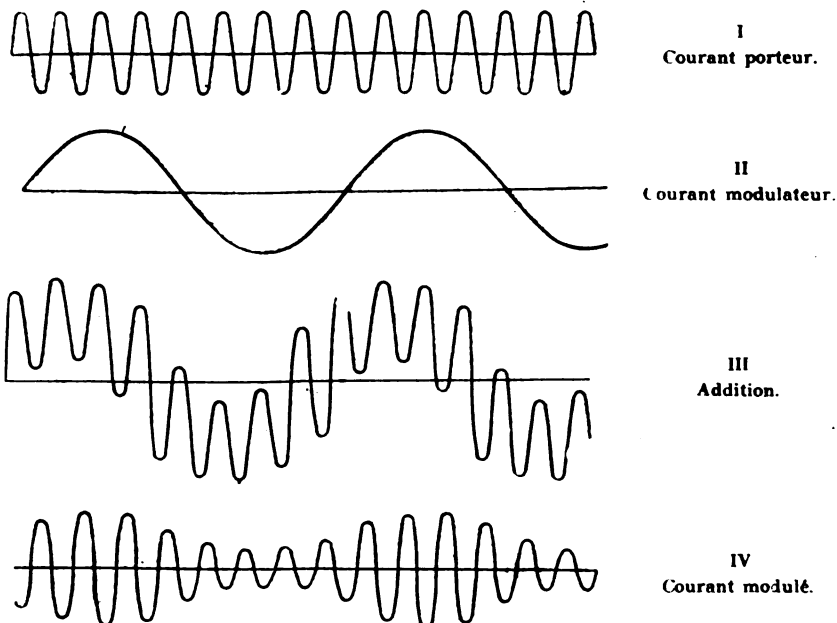


Fig 1.

l'aide d'un courant de pulsation plus faible ω (courbe 2) produit dans un autre circuit.

(¹) Ces chiffres diffèrent un peu suivant les auteurs : H. Fletcher indique 100 à 5 000 (*Journal of the Franklin Institute*, juin 1922.)

La modulation est évidemment autre chose qu'une addition de ces deux courants; car l'addition donnerait une courbe analogue à la courbe 3, et ce qu'il faut, c'est la courbe 4. Pour passer de l'une à l'autre, on peut, par exemple, appliquer une force électro-motrice, représentée en fonction du temps par la courbe 3, aux bornes d'un conducteur n'obéissant pas à la loi d'OHM, c'est-à-dire pour lequel le courant n'est pas proportionnel à la tension. Pour un tel conducteur, la courbe des valeurs du courant en fonction de la tension n'est pas une droite. C'est ce qui a lieu, par exemple, pour une lampe à trois électrodes, lorsqu'on considère le courant-plaque en fonction de la tension-grille; on obtient une courbe caractéristique bien connue représentée par la figure 2.

Supposons le point moyen de fonctionnement dans la partie courbe de la caractéristique, en A, et imprimons à la tension-grille de petites variations représentées par la courbe 3. Cela peut se faire par bien des moyens; l'un de ces moyens a été indiqué par M. Julien, dans *l'Onde Électrique*, août 1923, p. 438, comme étant employé à la Tour Eiffel; il consiste à appliquer à la grille de la lampe I, au moyen de la self L^5 , les variations à haute fréquence provenant de la lampe II en même temps que celles modulatrices provenant de la lampe III.

On constate aisément, à l'inspection de la figure 2, que les oscillations de la grille produisent des oscillations-plaque d'autant plus intenses que la tension de grille est plus élevée; par suite, à la sortie du modulateur, le courant porteur n'a plus une amplitude constante, mais suit les variations de la modulation et passe d'un minimum m à un maximum M . Il sera donc facile, au moyen d'un couplage inductif avec l'antenne, de séparer le véritable courant, modulé, représenté par la courbe 4, en faisant disparaître la variation à basse fréquence. Celle-ci, d'ailleurs, subsisterait-elle dans l'antenne, que cela n'aurait aucune importance, puisqu'elle ne serait pas rayonnée.

Le principe de la modulation ainsi établi, peut être utilement précisé par le calcul.

La modulation complexe peut être décomposée en série, ou mieux en intégrale de Fourier; mais il est inutile d'introduire cette intégrale dans le calcul. Considérons une modulation simple :

$$- b \cos (\omega t - \varphi);$$

appliquée à un courant porteur :

$$a \cos \Omega t$$

Produisons, sur la grille d'une lampe, la variation de tension :

$$e = a \cos \Omega t - b \cos (\omega t - \varphi)$$

et admettons, comme on le fait d'habitude, que la caractéristique peut,

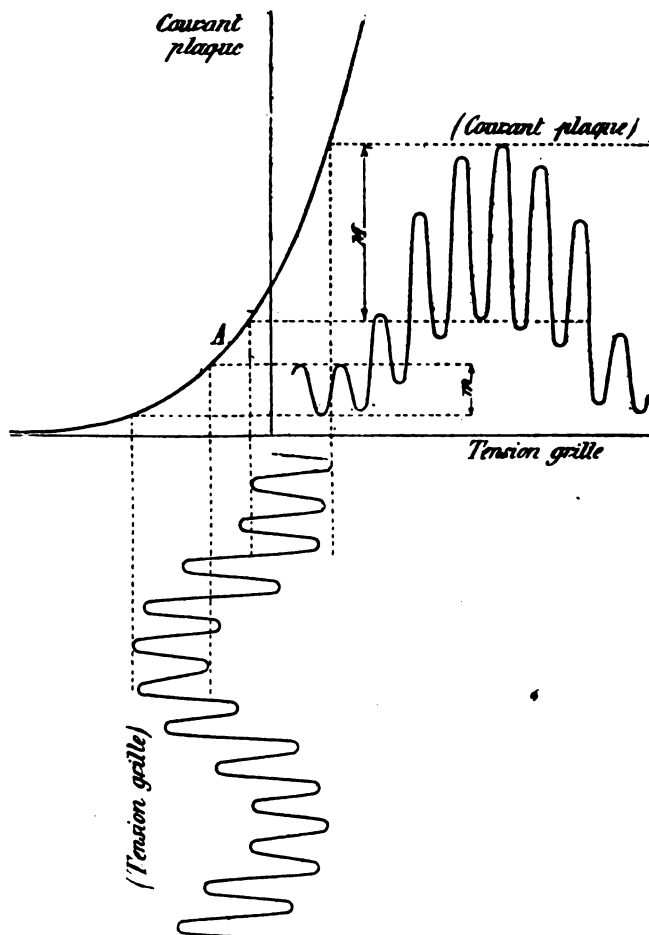


Fig. 2.

sur une certaine étendue, être assimilée à une parabole d'équation ⁽¹⁾ :

$$i = i_0 + \alpha e + \beta e^2$$

Substituant la valeur de e dans cette équation, on trouve pour i une expression contenant :

⁽¹⁾ Il est facile de calculer i_0 , α et β , en fonction des éléments de la lampe. Voir par exemple Carson, *Proceedings of Radio Engineers*, avril 1919, p. 191.

des termes constants

des termes en ωt et en $2\Omega t$

des termes en Ωt qui sont seuls intéressants, ce sont :

$$a \cos \Omega t - 2 a. b. \beta. \cos \Omega t \cos (\omega t - \varphi)$$

Nous voyons donc que l'onde rayonnée aura pour expression :

$$A \cos \Omega t - B \cos \Omega t. \cos (\omega t - \varphi)$$

Le premier terme est le « courant porteur », le second est la portion de courant effectivement modulée. Celle-ci est d'autant plus grande que le rapport

$$\frac{B}{A} = k$$

est plus grand. Ce facteur est appelé « profondeur de modulation ». On verra plus loin dans quelles limites il peut être compris.

Démodulation.

L'onde modulée étant parvenue sans déformation jusqu'au récepteur, et ayant été, s'il y a lieu, amplifiée en haute fréquence sans déformation, le détecteur recevra une force électro-motrice représentée en fonction du temps par la courbe 4. figure 1.

Or, le détecteur est exactement la même chose que le modulateur, c'est-à-dire un conducteur n'obéissant pas à la loi d'OHM, dans lequel les courants ne sont pas proportionnels aux tensions. Cette propriété lui permet d'être un démodulateur; le courant qui en sort reproduit la modulation à basse fréquence. En effet (fig. 3), à partir du point moyen de fonctionnement, quand le potentiel-grille monte d'une certaine quantité, le courant-plaque augmente sensiblement, plus qu'il ne diminue lorsque le potentiel-grille baisse de la même quantité. Donc, la valeur moyenne du courant de plaque augmente aux instants où l'onde a une plus grande amplitude; elle reproduit donc les variations d'intensité du courant modulateur. Un écouteur téléphonique traversé par ce courant reproduira donc le son qui a donné lieu à la modulation de l'émission.

On voit qu'il n'y a pas de différence de principe entre le modulateur et le détecteur. Tous deux fournissent à la fois des courants à haute et à basse fréquence. Mais à la sortie du modulateur, on recueille la haute fréquence et on fait disparaître la basse; dans le détecteur, c'est le contraire.

L'inspection de la figure 3, bien que rendant approximativement compte du phénomène, ne suffit pas à donner deux renseignements

intéressants qui peuvent s'obtenir par le calcul, en reprenant simplement le raisonnement ci-dessus.

L'onde émise étant :

$$A \cos \Omega t - B \cos \Omega t \cdot \cos(\omega t - \varphi),$$

le détecteur recevra la force électro-motrice :

$$e = \lambda A \cos \Omega t - \lambda B \cos \Omega t \cos(\omega t - \varphi)$$

(en supposant modifiée l'origine des temps pour tenir compte de la durée de trajet entre l'émetteur et le récepteur).

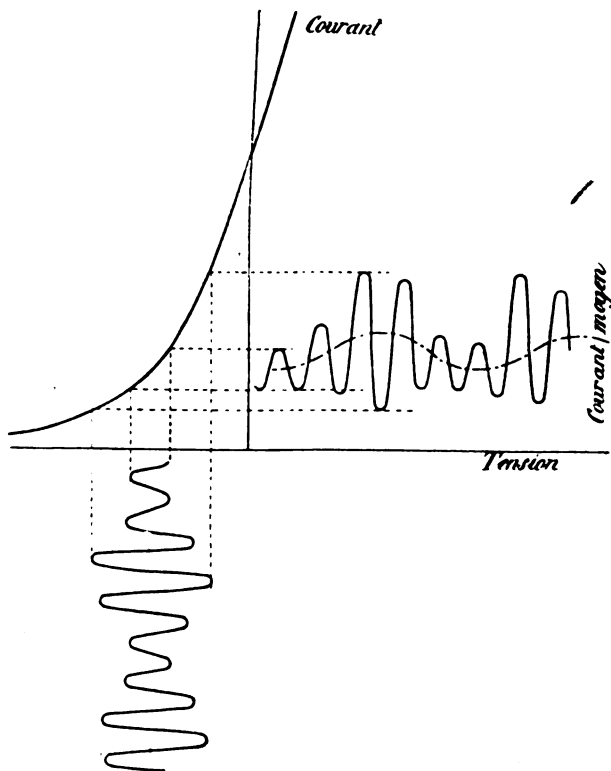


Fig. 3.

Ce détecteur ayant pour équation :

$$i = i_0 + \alpha e + \beta e^2$$

On obtient pour i une expression contenant des termes constants et des termes à haute fréquence, incapables d'agir sur le téléphone, et les termes à basse fréquence suivants :

$$\mathcal{E} \left[-\lambda^2 A B \cos(\omega t - \varphi) + \frac{1}{4} \lambda^2 B^2 \cos(2\omega t - 2\varphi) \right]$$

Le premier terme est la reproduction du courant modulateur. C'est la *composante utile* du courant détecté. On voit que son amplitude est proportionnelle à A , c'est-à-dire à l'intensité à l'émission (ce qui est assez naturel) et à B , c'est-à-dire à la profondeur de modulation. Il en résulte que pour augmenter la valeur de la composante utile, il est avantageux d'augmenter la profondeur de modulation. On sera donc conduit à faire $k = 1$, c'est-à-dire à employer une onde « complètement modulée » (fig. 4); l'intensité de cette onde varie entre zéro et le double de sa valeur au repos ⁽¹⁾.

Le second terme est une *composante parasite* de fréquence double. Il a pour effet d'altérer le timbre des sons, en y introduisant des harmoniques supplémentaires. On remarque que son amplitude est proportionnelle à B^2 , c'est-à-dire que le rapport de cette composante

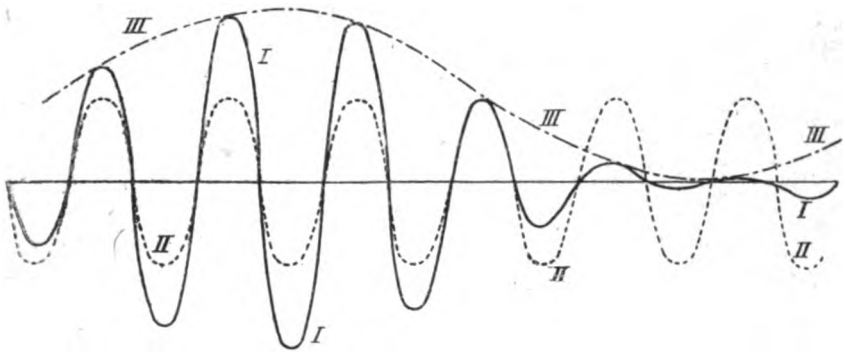


Fig. 4. — Onde « complètement modulée ».

I courant modulé. — II courant porteur. — III courant modulateur.

parasite à la composante utile croît avec la profondeur de modulation k . C'est pourquoi certains auteurs ⁽²⁾ ont indiqué que pour conserver une bonne qualité de sons, il y avait avantage à ne pas augmenter beaucoup la valeur de k .

L'expérience montre en effet qu'un excès de modulation est nuisible. Mais il semble que cela soit dû aussi à d'autres causes. Pour arriver à une modulation complète, on est amené en général à baisser exagérément, soit la tension-grille, soit la tension-plaque, et à placer par suite le point de fonctionnement dans des régions où les caractéristiques sont très déformées ⁽³⁾. Il en résulte probablement une

⁽¹⁾ Heising. *Proceedings of Radio Engineers*, août 1921, p. 305.

⁽²⁾ Hartley. *Proceedings of Radio Engineers*, février 1923, p. 34. Gutton, *Onde Électrique*, mars 1923, p. 151.

⁽³⁾ Voir Lübben. *Zeitschrift für Fernmeldetechnik*, août 1921.

déformation autrement grave que celle résultant de la présence du terme parasite de fréquence double.

Quoi qu'il en soit, les conditions d'énergie maximum et de qualité de son optimum sont, à ce point de vue, contradictoires. C'est là un fait assez général en radio-téléphonie. On sera donc amené à choisir k par tâtonnements, en tenant compte de ces desiderata opposés.

Transmission sans courant porteur.

La transmission radiotéléphonique qui vient d'être exposée, est assez comparable à la transmission sur fil à l'aide d'un microphone et d'une pile. Dans ce dernier cas, en effet, il passe dans la ligne un courant continu analogue au courant porteur, dont les variations constituent la modulation.

Or, on sait les avantages que donne la suppression de ce courant continu, réalisée par un transformateur. Ne serait-il pas possible de

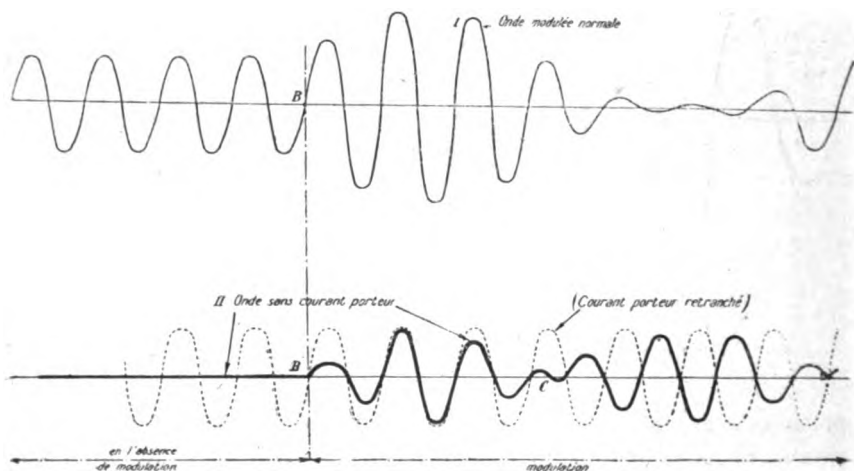


Fig. 5.

faire bénéficier la radio-téléphonie d'avantages comparables en y supprimant aussi le courant porteur?

Il n'est pas difficile d'imaginer des procédés permettant d'atteindre ce résultat. Colpitts et Blackwell en ont indiqué un sous le nom de « balanced modulator ». On trouvera sa description dans l'article de M. Reynaud-Bonin, *Onde Électrique*, n° 17, mai 1923.

Un second procédé, basé sur l'interposition d'une résistance variable dans le circuit-grille, a été décrit par M. Heather (1).

(1) Heather, *Electrical Review*, 13 octobre 1922.

Un troisième, consistant en l'emploi d'une lampe à deux grilles (l'une recevant le courant haute fréquence, l'autre, le courant modulateur), est dû à M. Scott-Taggart ⁽¹⁾.

Par un de ces procédés ou tout autre, on retranche de l'onde modulée le courant porteur. Cela revient à rendre infini le coefficient k . L'effet est représenté par la fig. 5. On voit qu'en l'absence de modulation, l'émission est nulle; et que sous l'influence d'une modulation de fréquence f , l'émission présente des maximums et minimums de fréquence $2f$, puisqu'elle passe par zéro chaque fois que le courant modulé est égal au courant porteur, soit 4 fois par période.

On vérifie aisément sur la figure 5, que l'addition de la courbe II et du courant porteur redonne la courbe I, les deux oscillations étant tantôt en phase, comme entre B et C, tantôt en opposition, comme entre C et D.

/

Avantages de la transmission sans courant porteur.

Le premier avantage est que ce procédé permet une économie de puissance considérable, pour deux raisons.

Si l'on suppose, en effet, que le courant porteur retranché au départ soit produit séparément à la réception, avec la même amplitude, la même fréquence et la même phase, il est évident que la réception ne sera nullement modifiée; mais la puissance nécessaire à l'émission est bien diminuée. Car cette puissance est proportionnelle au carré de l'intensité; dans un cas, l'intensité est :

$$i = A \cos \Omega t - B \cos \Omega t. \cos (\omega t - \varphi)$$

dans l'autre, elle est seulement :

$$i' = -B \cos \Omega t. \cos (\omega t - \varphi)$$

Il est aisé de calculer que le rapport des valeurs moyennes de i^2 et de i'^2 est égal à :

$$\frac{\frac{A^2}{2} + \frac{B^2}{4}}{\frac{B^2}{4}}$$

Faisons $A = B$, c'est le cas le plus favorable pour une transmission avec courant porteur: le rapport devient :

$$\frac{3 A^2}{A^2}$$

ce qui montre que la transmission sans courant porteur ne requiert que le tiers de l'énergie nécessaire à la transmission avec courant porteur complètement modulé.

⁽¹⁾ Scott-Taggart. *Electrician*, 19 août 1921. *Onde Électrique*, n° 2, p. 127.

Et ce n'est pas la seule raison pour que la suppression du courant porteur permette une notable économie d'énergie; en effet, le calcul ci-dessus suppose le courant porteur local, créé à la réception, égal en amplitude au courant porteur vrai qui n'a pas été transmis. Or, rien n'oblige à s'en tenir là. Sans rien changer à l'émission, augmentons l'amplitude du courant porteur local à la réception : au lieu du terme

$$A \cos \Omega t$$

nous aurons un terme

$$A' \cos \Omega t$$

et par suite la composante utile du courant détecté deviendra :

$$- \beta \lambda^2 A' B \cos (\omega t - \varphi)$$

tandis que la composante parasite ne sera pas changée.

On voit donc que l'amplitude de la composante utile, et de celle-là seulement, étant proportionnelle à l'amplitude du courant porteur, pourra être accrue dans des proportions indéfinies, par l'augmentation de celui-ci.

Bien qu'en pratique, il y ait évidemment une limite, on voit que c'est là une nouvelle et importante supériorité de la transmission sans courant porteur.

Enfin, il en résultera un dernier avantage : c'est que le seul terme transmis étant

$$B \cos \Omega t \cos (\omega t - \varphi)$$

s'il survient en route un affaiblissement ou une perturbation quelconque, proportionnelle à l'amplitude, la composante utile du courant détecté ne sera affectée que proportionnellement aussi; tandis que si le terme

$$A \cos \Omega t$$

était transmis également, il subirait la même perturbation, et la composante utile serait affectée proportionnellement au carré de cette perturbation.

La transmission sans courant porteur doit donc être moins sensible aux variations atmosphériques.

Ce procédé aurait donc des avantages considérables, et mériterait d'être exclusivement employé, si, malheureusement, ses inconvénients n'étaient pas très sérieux. Ce sont eux que nous allons maintenant passer en revue.

Inconvénients de la transmission sans courant porteur.

1^{er} Un premier inconvénient est évident : il faut disposer à la réception d'un émetteur local ⁽¹⁾, ce qui met hors de cause les modestes postes à galène.

En effet, nous avons remarqué que la courbe enveloppe de l'onde transmise sans courant porteur (fig. 5) ne ressemble pas à la courbe du courant modulateur. Elle a deux fois plus de maximums et de minimums. Donc, la détection de cette onde, telle qu'elle est, donnerait non pas une variation de courant moyen de même fréquence que le courant modulateur, mais bien une variation de fréquence double.

Ce résultat peut être confirmé par le calcul ; en effet, si on supprime le courant porteur, on fait $A = 0$; donc la composante utile est supprimée, il ne reste que la composante parasite de fréquence double.

La reproduction à l'arrivée du courant porteur supprimé au départ, est donc absolument indispensable. Cette nécessité, qui peut avoir échappé à certains inventeurs de transmission « avec antenne au repos », constitue donc une différence essentielle entre la radiotéléphonie et la téléphonie ordinaire sur fil dans laquelle le courant continu supprimé au départ n'est nullement nécessaire à l'arrivée.

2^o Un second inconvénient, beaucoup plus grave que le précédent, résulte du fait qu'il est impossible, en général, d'obtenir à la réception un courant porteur local rigoureusement synchrone du courant porteur vrai supprimé au départ.

En effet, on ne dispose d'aucun moyen de régler ces deux courants l'un sur l'autre. Dans certaines transmissions de téléphonie à haute fréquence sur fils, il a été possible de transmettre un courant de fréquence sous-multiple de celle du courant porteur, et qui servait à reconstituer celui-ci à l'arrivée ⁽²⁾.

Mais une semblable combinaison serait bien difficile à réaliser en véritable radiotéléphonie et jusqu'à ce qu'elle ait été rendue pratique, on ne pourra pas disposer à la réception d'un courant présentant avec le véritable courant porteur une différence de fréquence moindre que

(1) Nous disons « émetteur local » et non « hétérodyne », parce que ce dernier terme serait tout à fait inexact dans le cas présent : il faudrait plutôt « homodyne ». Regrettons en passant qu'on ait pris l'habitude d'appeler « hétérodyne » un simple générateur d'ondes : on dit couramment : « l'hétérodyne Mle 1917 ». « construire un hétérodyne », comme si un émetteur avait en lui-même quelque chose d'hétérodyne et ne pouvait pas s'employer pour mille autres usages. En toute rigueur, ce qui est hétérodyne, c'est la méthode de la réception, ou, si l'on veut, les battements, mais non l'émetteur local isolé.

(2) Colpitts et Blackwell, *Carrier Current Telegraphy and Telephony*, p. 14.

plusieurs dizaines de périodes par seconde; encore ce chiffre s'applique-t-il au cas des ondes longues; pour une transmission sur l'onde 300 m par exemple (fréquence 1 000 000), il serait chimérique d'escompter une précision de réglage plus grande que la centaine de périodes.

Voyons donc l'effet de ce défaut de synchronisme.

La simple inspection de la fig. 5 permet de voir nettement que si l'on superpose à la courbe II, un courant porteur de phase incorrecte, le résultat est entièrement changé. En particulier, si le courant local est décalé de $1/4$ de période sur le véritable courant porteur, on se rend compte que la courbe résultante ne présente plus ni maximums ni minimums, c'est-à-dire que la modulation est complètement supprimée. Or, admettre que le courant local présente avec le courant porteur vrai, une différence de fréquence de n , c'est admettre, si l'on veut, que ces deux courants ont la même fréquence et que leur phase varie n fois par seconde. Par suite, leur différence de phase passera par les valeurs $1/4$ et $3/4$ de période, n fois par seconde. On vient de voir que la modulation sera supprimée à ces instants; elle le sera donc n fois par seconde: si n est de l'ordre de quelques unités ou de quelques dizaines, la modulation sera complètement hachée; si n était plus grand, la modulation disparaîtrait sous un sifflement de fréquence n .

On peut d'ailleurs reprendre l'étude algébrique de la détection en supposant que le courant porteur vrai :

$$A \cos \Omega t$$

est remplacé par un courant porteur local non synchrone :

$$A' \cos (\Omega' t - \psi)$$

Supposant pour simplifier que A' est grand par rapport à B , c'est-à-dire que l'on peut négliger B^2 devant $A' B$, par la substitution de :

$$e = \lambda A' \cos (\Omega' t - \psi) - \lambda B \cos \Omega t \cdot \cos (\omega t - \varphi)$$

dans l'équation du détecteur :

$$i = i_0 + \alpha e + \beta e^2$$

on obtient comme seul terme utile à basse fréquence :

$$- \beta \lambda^2 A' B \cos [(\Omega - \Omega') t + \psi], \cos (\omega t - \varphi)$$

ce qui confirme les résultats précédents : une modulation de pulsation $(\Omega - \Omega')$ est superposée à la modulation véritable; si $(\Omega - \Omega')$ est petit, il en résulte que la réception est hachée.

Ce défaut capital subsistant aussi longtemps que le synchronisme absolu ne sera pas réalisé entre le courant porteur vrai et le courant local de la réception, semble constituer un obstacle tout à fait sérieux

au développement de la radiotéléphonie sans courant porteur. Fort, heureusement, il existe un moyen de tourner la difficulté; c'est ce que nous allons voir maintenant.

Nature de l'onde modulée. Bandes latérales.

Le lecteur a pu remarquer que tout l'exposé précédent ne faisait pas mention de la décomposition de l'onde modulée en « bandes latérales », décomposition que la plupart des auteurs opèrent dès le début, simplement par la vertu de la relation algébrique bien connue :

$$\begin{aligned} & B \cos \Omega t, \cos (\omega t - \varphi) \\ &= 1/2 B (\cos [(\Omega + \omega) t - \varphi] + \cos [(\Omega - \omega) t + \varphi]) \end{aligned}$$

L'onde simplement modulée, disent-ils alors, est en réalité la superposition au courant porteur de deux ondes, dont les fréquences sont respectivement la somme et la différence des fréquences du courant porteur et du courant modulateur.

L'onde réelle, contenant une grande quantité de variations simples dont les fréquences sont comprises entre f_1 et f_2 , est alors la somme du courant porteur et de deux *bandes* latérales dont les fréquences vont, pour la bande inférieure, de $(F - f_2)$ à $(F - f_1)$, et pour la bande supérieure, de $(F + f_1)$ à $(F + f_2)$.

Nous avons préféré ne pas adopter ce mode d'exposition, qui peut paraître artificiel. En effet, ce n'est pas une raison suffisante parce que l'égalité ci-dessus est vraie algébriquement pour qu'elle ait une signification physique intéressante, l'introduction de cet artifice de calcul ne semble pas bien nécessaire ici. Il est aussi commode d'étudier la détection avec le premier membre de l'égalité qu'avec le second; et la décomposition de l'onde ne facilite en rien la compréhension des phénomènes, car il est au moins aussi difficile de se représenter l'émission simultanée d'une collection d'ondes, que celle d'une onde de fréquence constante dont l'amplitude varie avec le temps ⁽¹⁾.

(1) La décomposition de l'onde modulée en ses bandes présente cependant l'avantage qu'elle permet de comprendre tout de suite pourquoi un circuit trop syntonisé est impropre à recevoir la téléphonie : c'est qu'il n'est pas en résonance avec les bandes latérales, et celles-ci n'y peuvent acquérir leur intensité normale.

Mais un instant de réflexion montre que la chose est facile à comprendre sans l'intervention de ces bandes. En effet, un circuit très syntonisé, c'est un circuit qui a une grande constante de temps; donc il ne suit pas les variations rapides d'intensité, il y a de l'inertie : il déforme donc la modulation comme le ferait un écouteur muni d'une grosse et lourde plaque vibrante. Heising cite par exemple le cas d'une antenne qui avait une self de 8 millihenrys avec une résistance de 2 ohms seulement; on calcule facilement que l'amortissement d'une telle antenne est très faible, et que ses oscillations libres mettent environ 1/200 de seconde pour diminuer de moitié; il n'est donc pas étonnant qu'elle soit incapable de suivre les variations téléphoniques de durée bien moindre.

Il faut ajouter qu'elle conduit, dans le cas d'une onde complètement modulée, à un résultat assez paradoxal. En effet, nous avons vu que dans ce cas, l'intensité moyenne de plusieurs oscillations successives tombe par instants à zéro (fig. 4). Si l'on se représente l'onde émise comme ayant une fréquence constante et une amplitude variable, il n'y a là rien que de très normal : l'amplitude diminue par instants jusqu'à s'annuler, voilà tout. Si, au contraire, on se représente l'onde comme la somme de trois composantes de fréquences F , $F + f$, $F - f$, on est amené à dire que cette antenne, qui, physiquement, n'émet rien du tout à ces instants, rayonne « en réalité » trois composantes dont la somme algébrique se trouve être nulle. Mais, n'est-ce pas bien arbitraire, et ne pourrait-on admettre aussi bien que l'antenne rayonne non pas trois, mais dix, cent... ondes différentes, conjuguées deux à deux pour s'entre-détruire ?

Pour toutes ces raisons, nous pensons qu'il est préférable de ne pas introduire dès le début la notion de « bandes latérales ».

Cette notion ne deviendra réellement commode que si l'on veut introduire entre ces bandes une dissymétrie quelconque ; c'est précisément le cas pour la transmission téléphonique par une seule « bande », dont nous allons nous occuper maintenant.

Mais avant de faire intervenir ces bandes, voyons comment elles peuvent être explicitées physiquement, et comment elles apparaissent dans un circuit.

Séparation des bandes latérales.

Considérons un circuit C accordé sur la fréquence $F + f$.

Imaginons qu'on fasse agir sur lui un courant de fréquence F , et dont nous supposons d'abord l'amplitude constante. Ce courant n'exercera sur le circuit qu'un faible effet ; car si, au début, il commence à y induire des oscillations, ces oscillations libres ne restent pas en phase avec lui. Si à l'instant t , le courant renforce les oscillations libres du circuit, il est évident qu'à l'instant

$$t + \frac{1}{2f}$$

le courant a fait $F/2f$ oscillations, le circuit en a fait :

$$\frac{F}{2f} + \frac{1}{2}$$

donc il y a opposition de phase, les oscillations libres du circuit se trouvent contrariées par le courant, et leur amplitude diminue. Le circuit n'entre pas en résonance.

Supposons maintenant qu'au lieu d'avoir une amplitude constante, le courant soit modulé à la fréquence f . Si, à un instant t donné, le courant se trouve avoir sa valeur maximum et être en concordance de phase avec les oscillations libres du circuit, il se trouvera avoir sa valeur minimum après un $1/2 f$ seconde, c'est-à-dire précisément à l'instant où il se trouvera en opposition de phase (fig. 6). Par suite, son action à l'instant t pour renforcer les oscillations libres du circuit, sera plus grande que son action à l'instant $t + 1/2 f$, pour les affaiblir. Il en sera de même à toutes les concordances de phase, où l'action sera plus grande qu'aux oppositions. Au total, donc, l'effet sera important, il y aura une véritable résonance.

Ceci montre :

1° Que l'action d'une onde sur les circuits de fréquence propre voisine de la sienne est beaucoup plus grande quand cette onde est mo-

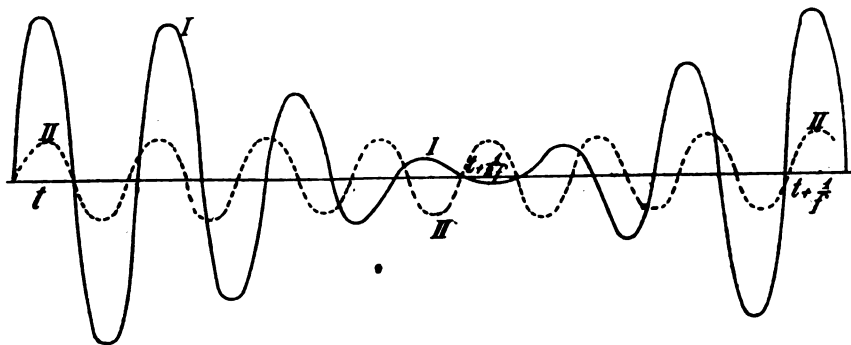


Fig. 6.

1. Onde de fréquence F modulée à la fréquence f .

dulée; par suite, une transmission téléphonique cause plus de brouillage qu'une transmission télégraphique.

2° Que si l'on fait agir, sur un circuit accordé à la fréquence $F + f$, une onde modulée complexe, de fréquence F , ce circuit sera traversé par un courant plus grand, chaque fois que parmi les composantes de la modulation, il s'en trouvera de fréquence f .

Ce circuit extrait donc de l'onde modulée, la composante de fréquence $F + f$.

Si, après avoir séparé et transporté cette composante, on la recombine avec un courant de fréquence F , elle se trouvera tantôt en concordance, tantôt en opposition de phase avec lui, et par suite le modèlera à la fréquence f . C'est exactement ce qui se passe dans une réception télégraphique par hétérodyne; l'onde locale de fréquence F'

module l'onde incidente de fréquence F , et la fréquence $F - F'$ en résulte.

Imaginons maintenant qu'au lieu de faire agir l'onde simplement modulée sur un circuit accordé à la fréquence $F + f$, on fasse passer l'onde réelle dans un « filtre-bande » combiné pour sélectionner toutes les fréquences comprises entre $F + 200$ et $F + 2000$, par exemple ; on recueillera toute cette bande de fréquences, qu'on pourra transmettre et qui, combinée de nouveau à un courant de fréquence F , donnera par de multiples « battements hétérodynes », une reconstitution de la modulation complexe initiale.

Tel est le schéma de la transmission radiotéléphonique par une seule bande latérale.

Il est évident que si l'on disposait un double jeu de filtres, on pourrait extraire les deux bandes et l'on retrouverait ainsi la transmission

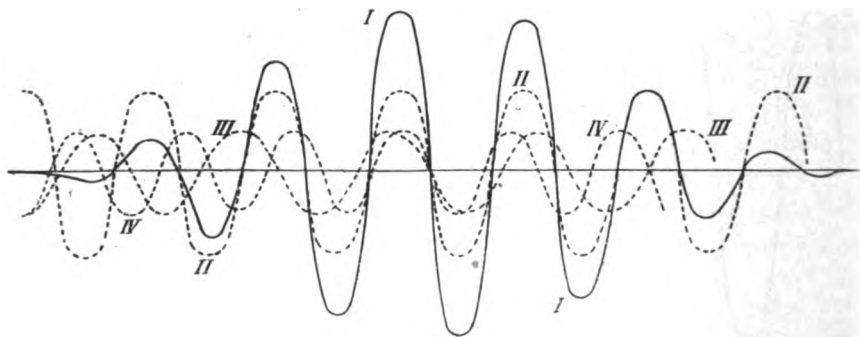


Fig. 7.

- | | | |
|-----|------------------|---|
| I | Courant modulé | $A \cos \Omega t - B \cos \Omega t \cos (\omega t - \varphi)$. |
| II | Courant porteur | $A \cos \Omega t$. |
| III | Bande inférieure | $-\frac{B}{2} \cos [(\Omega - \omega) t + \varphi]$. |
| IV | Bande supérieure | $-\frac{B}{2} \cos [(\Omega + \omega) t - \varphi]$. |

« sans courant porteur » étudiée précédemment. La figure 7 indique la décomposition de l'onde modulée en ses deux bandes.

Inconvénient de la transmission d'une seule bande.

Ce procédé a l'inconvénient de diminuer le rendement de la transmission.

En effet, supprimer une des bandes, c'est réduire de moitié la puissance dépensée au poste émetteur ; mais il est facile de se rendre compte que c'est réduire de moitié l'amplitude de la composante utile après détection, donc réduire au $1/4$ l'énergie utile reçue.

Car, dans la transmission à deux bandes, chaque composante utile est produite deux fois, par le battement avec le courant porteur des deux fréquences correspondantes situées respectivement, l'une dans la bande supérieure, l'autre dans la bande inférieure.

Algébriquement, il est évident que la détection du terme X , contenant une seule bande :

$$\lambda A \cos \Omega t - \lambda B/2 \cos [(\Omega + \omega) t - \varphi]$$

donnera la composante utile :

$$\frac{\lambda}{2} \lambda^2 A B \cos (\omega t - \varphi)$$

diminuée de moitié.

Donc, la transmission par une seule bande diminue le rendement. Celui-ci peut cependant pour les raisons indiquées plus haut, et notamment à cause de l'amplitude du courant porteur local, rester supérieur à ce qu'il serait dans une transmission avec courant porteur. C'est ainsi, paraît-il, que le gain réalisé par ce procédé au cours des essais transatlantiques de la Western Electric Co, atteignait les 2/3 de l'énergie.

Avantages de la transmission par une seule bande.

Ces avantages sont nombreux et importants.

1° L'influence désastreuse du non-synchronisme entre le courant porteur vrai et le courant local à la réception (influence que nous avons longuement étudiée dans la transmission des deux bandes) est ici beaucoup moins marquée.

En effet, la reproduction d'un son de fréquence f est obtenue par le battement de la composante de fréquence $F \pm f$ avec le courant local. Si la fréquence de celui-ci n'est pas F , mais, par suite du non-synchronisme, $F + \Delta F$, le son reproduit sera simplement modifié, sa hauteur étant changée de la valeur ΔF .

Toutes les composantes d'une modulation complexe seront ainsi altérées de la même quantité absolue.

Il est difficile de dire à priori quelle influence une telle altération peut avoir sur la netteté de la voix humaine: l'expérience a, paraît-il, montré aux Américains que « la compréhension de la parole n'est pas sérieusement diminuée » tant que ΔF reste inférieur à 50 périodes par seconde (1).

Nous n'avons qu'à nous incliner devant cette constatation: toute-

(1) Hartley, loc. cit., p. 53.

fois, qu'il nous soit permis de remarquer combien la reproduction de la musique par ce procédé doit laisser singulièrement à désirer.

Car, si nous imaginons qu'un instrument de musique donne à l'émission une gamme naturelle majeure à partir de la_{-1} (27 vibrations par seconde), et si nous supposons que toutes les fréquences soient augmentées de 20 par suite du réglage imparfait de l'émetteur local, il n'est pas difficile d'établir, entre les sons émis et reçus, la comparaison suivante :

Sons émis	Fréquence	Fréquence à l'arrivée	Son reçu
La_{-1}	27	47	Sol ₀
Si	30	50	Sol dièze faux.
Ut ₀ dièze	34	54	La
Ré	36	56	Si bémol
Mi	40,5	60,5	Si
Fa dièze	45	65	entre Ut ₁ et U ₁ dièze
Sol dièze	51	71	Ré ₁ trop bas
La ₍₀₎	54	74	Ré ₁ trop haut
La ₍₁₎	108	128	Ut ₂
La ₂	217	237	La ₂ dièze faux
La ₃	435	455	Entre La ₃ et Si bémol
La ₄	870	890	La ₄ faux
La ₅	1740	1760	Sensiblement La ₅
La ₆	3480	3500	Sensiblement La ₆ .

Il est inutile d'insister : une ligne mélodique est complètement abîmée dans ces conditions; d'ailleurs les harmoniques même des sons étant entièrement changés, leur timbre sera méconnaissable. Un La_{-1} , dont les harmoniques seraient appréciables jusqu'au troisième donnerait à la réception l'ensemble de sons suivant :

Sol₀, Ré₁ faux, Sol₁ dièze, ut₂

C'est la négation de la musique.

Remarquons encore que tout ceci suppose une différence constante de 20 cycles seconde entre le courant porteur vrai et l'émetteur local : or, en pratique, cette différence ne restera pas constante, d'où perturbations supplémentaires.

Enfin, il est bien évident que pour des ondes courtes, c'est-à-dire pour des fréquences grandes, l'erreur de synchronisme sera considérablement augmentée et le procédé deviendra probablement inacceptable. Ce point, qui n'a été à notre connaissance indiqué par aucun

auteur, semble donc limiter le domaine possible de la transmission sans courant porteur, au cas des ondes longues.

2° Dans ce domaine d'ailleurs, la radiotéléphonie par une seule bande possède sur la radiotéléphonie ordinaire un avantage considérable; elle restreint la zone de fréquence occupée par la transmission, donc diminue l'encombrement de la voie hertzienne.

Or, avec le nombre actuel et toujours croissant des transmissions de toutes sortes, la question du moindre encombrement de l'éther est pour la radiotéléphonie une question de vie ou de mort. Il est facile de s'en rendre compte par l'exemple des radiocommunications transatlantiques; d'après la Convention de Londres, et pour toutes sortes de raisons qui ne changeront pas d'ici longtemps, la bande de fréquences possibles pour ces communications s'étend de 37,5 à 10 kilocycles (8000 m à 30000 m de longueur d'onde). Admettons qu'une transmission avec courant porteur occupe une bande de fréquences de 4000 et une transmission par une seule bande, 2000. C'est là un minimum probablement impossible à atteindre. Et cependant, nous voyons que le nombre maximum de communications bilatérales possibles est de *trois* avec la radiotéléphonie habituelle, de *six* ou *sept* au plus avec le procédé à une seule bande; et ceci en supposant qu'on supprime toutes les communications télégraphiques déjà existantes.

Ceci semble donc d'un fâcheux augure pour l'avenir de la radiotéléphonie transatlantique.

3° Enfin le dernier avantage de la transmission par une seule bande est d'assurer une excellente syntonie, comparable à celle qu'apporte à la télégraphie l'emploi de la réception hétérodyne. En effet, si l'on limite, par le moyen de filtres, les fréquences sortant du détecteur, à une bande de 2000 par exemple, les seules ondes qui donneront lieu à des sons perceptibles seront celles ayant avec l'onde porteuse une différence de fréquences moindre que 2000; de même, un parasite ne sera perçu que dans la mesure où il contiendra des composantes satisfaisant à cette condition.

Il semble donc résulter de tout ceci que si le procédé de transmission par une seule bande peut être avantageux pour des communications commerciales sur ondes longues, il est peu probable qu'il remplace, au moins dans un délai rapproché, la radiotéléphonie suivant les méthodes ordinaires dans les services de radio-diffusion populaires. C'est la conclusion déjà indiquée par M. Reynaud-Bonin, aux lecteurs de *l'Onde Électrique*.

Remarque.

Certains expérimentateurs⁽¹⁾ ont indiqué qu'il était possible de renforcer notablement une réception radiotéléphonique ordinaire (avec courant porteur) par l'emploi d'un émetteur local soigneusement réglé. Ils ajoutent d'ailleurs que ce procédé nuit souvent à la netteté de la voix.

Les considérations qui précèdent permettent d'expliquer facilement ces résultats. Nous avons vu que la composante utile de la réception était proportionnelle à l'amplitude du courant porteur ; si donc, sans supprimer celui-ci à l'émission, on le renforce à la réception, on doit en retirer une augmentation d'amplification.

Toutefois, il est impossible de produire un courant local rigoureusement synchrone du courant porteur vrai ; le courant résultant de leur addition ne sera donc pas de la fréquence voulue ; nous avons vu les désastreux résultats de cette différence. Ici, les phénomènes sont encore compliqués du fait que le courant local peut battre avec le courant porteur, d'où variations périodiques d'amplitude et raison de plus pour que la déformation soit inévitable.

Il semble donc que l'application de ce procédé soit délicate, surtout pour les ondes courtes.

Résumé.

Nous indiquons le principe de la modulation téléphonique et les moyens de l'effectuer ; puis, nous rappelons en quoi consiste la détection et comment elle déforme le courant reçu.

Nous montrons ensuite que l'on peut envisager la transmission radiotéléphonique sans courant porteur : mais que ce procédé séduisant semble d'une application difficile, à cause de l'impossibilité où l'on se trouve de produire à l'arrivée un courant rigoureusement synchrone du courant porteur supprimé.

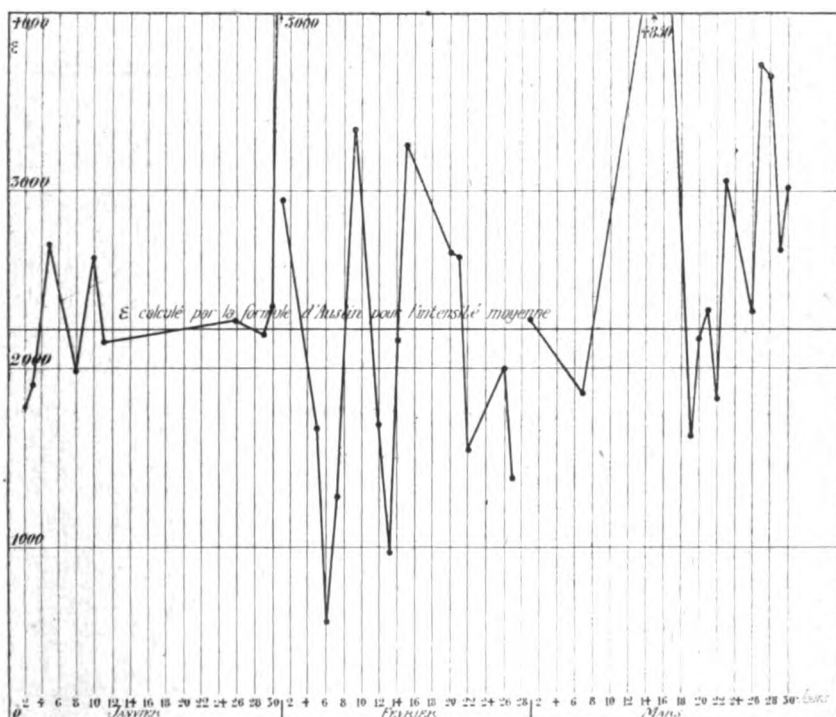
Enfin, nous indiquons que cet inconvénient est jusqu'à un certain point atténué par la transmission d'une seule « bande latérale », et quel est, par suite, l'intérêt de cet ingénieux procédé.

P. DAVID.

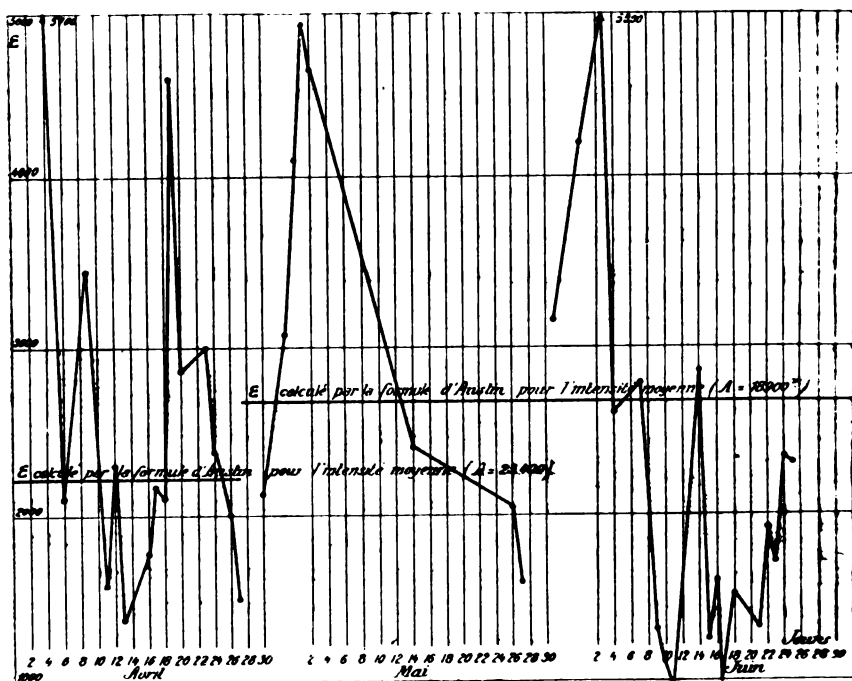
(1) En France, MM. Hémardinquer, Vagné, etc.

Diagrammes des forces électromotrices mesurées à Meudon pour les émissions de Bordeaux, Nantes et Rome, pendant le premier semestre 1923.

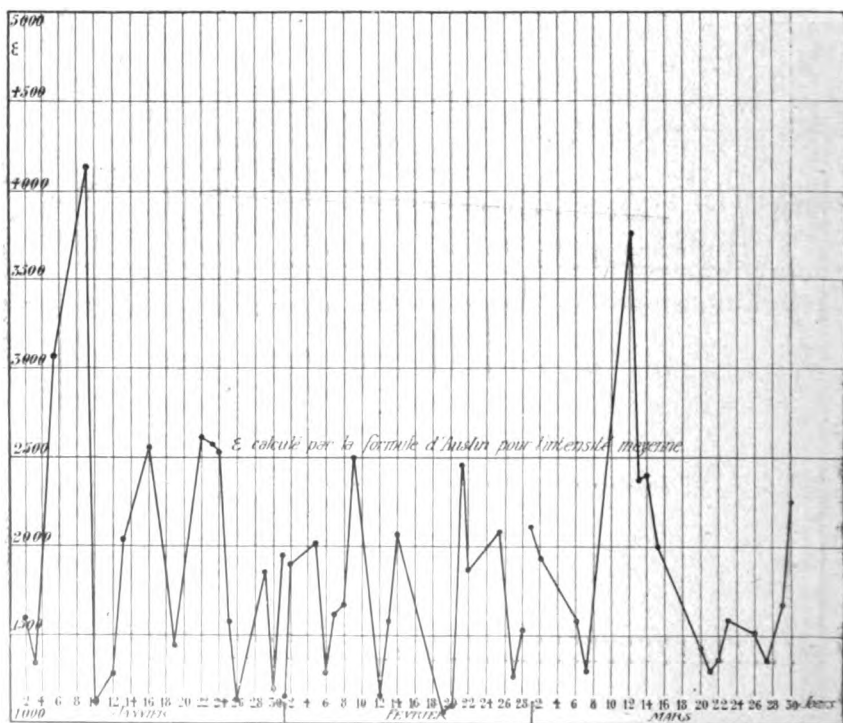
Les diagrammes ci-dessous donnent les champs électriques en microvolts par mètre des stations de Bordeaux, Nantes et Rome. Ces éléments ont été mesurés à Meudon par la méthode indiquée au n° 1 de *l'Onde Électrique*. Les puissantes stations de Sainte-Assise faisant maintenant un trafic continu sur 9.000, 14.000 et 20.000 mètres, rendent souvent les mesures impossibles, en raison de leur proximité. En outre la station de Nantes a interrompu son service pendant un mois et demi pour apporter des modifications à son antenne.



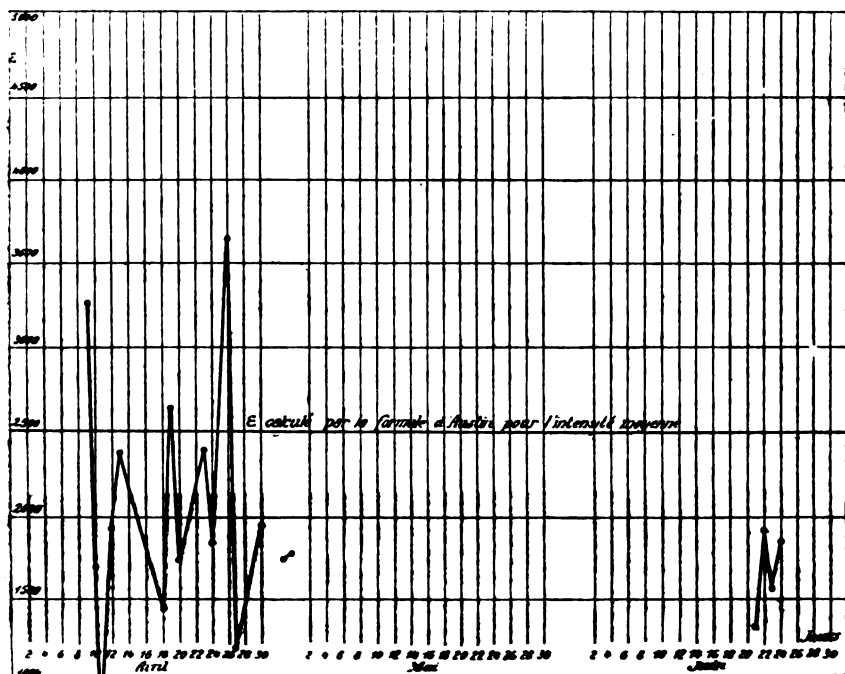
Lafayette. — $\Delta = 2340 - I \text{ moyen} = 480^{\wedge}$



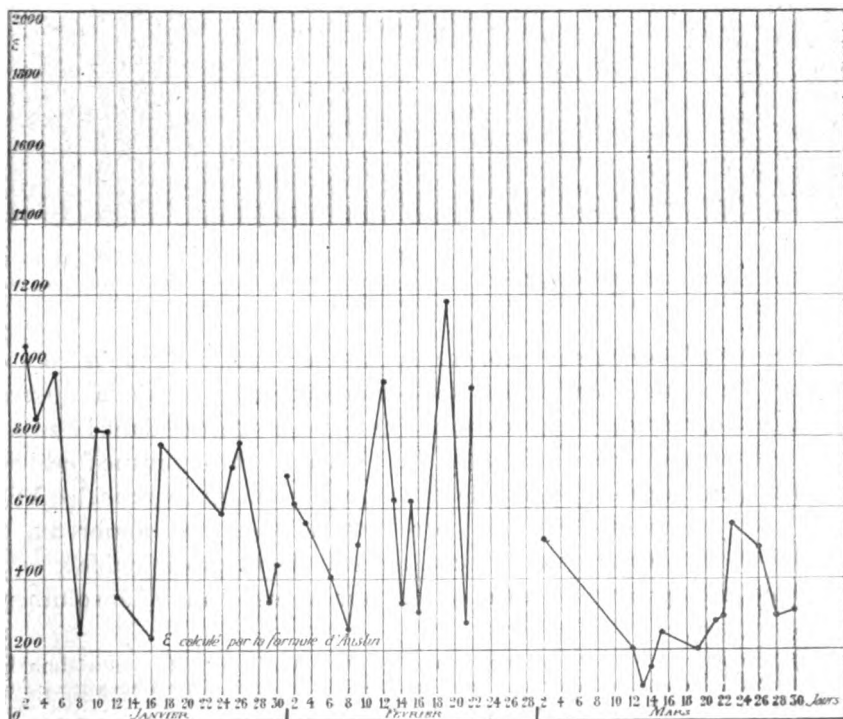
Lafayette. — $\Delta = 23400$ puis 10900 — I moyen $= 480^\circ$.



Nantes. — $\Delta = 900$ — I moyen $= 180^\circ$.



Nantes. — $\Delta = 900$ — $I \text{ moyen} = 180^{\circ}$.



Rome. — $\Delta = 10850$ — $I \text{ moyen} = 100^{\circ}$.

8AB EN AMÉRIQUE ⁽¹⁾

Ainsi que je vous l'avais promis, je vous envoie d'Amérique les premières nouvelles de mon voyage.

Je serai bref, très bref même, car il y aurait énormément à dire si j'entrais dans les détails et le temps me fait absolument défaut pour cela.

Ici, c'est le pays du « rush » à outrance. Les jours se passent à visiter des postes de broadcasting, des usines, ou à faire des milles en auto pour aller voir des postes d'amateurs perdus dans la campagne. Quant aux nuits, à moins que je ne les passe dans le train, je



A droite 8AB français et au milieu 8AB américain. Les deux « 8AB » avaient formé une équipe pour chercher dans Chicago un poste caché pour un concours de « gonios » organisé pendant la Convention.

les occupe généralement à « opérer », comme on dit ici, jusqu'à trois ou quatre heures du matin, un poste d'amateur d'où je fais la causette avec des correspondants plus ou moins lointains perdus dans l'immensité des États-Unis et du Canada. Tous ces amis inconnus me font l'accueil le plus charmant du monde, et dès que l'on sait que « French 8AB » est « au manipulateur », les correspondants se font nombreux, et le QRM qui est normalement considérable devient formidable !

Tout cela pour vous dire que le temps me manque absolument

(1) Nous avons reçu cette intéressante lettre de M. Deloy qui nous a aimablement promis de nous donner une relation de son voyage et des observations qu'il a faites sur la technique et l'amateurisme aux États-Unis.

pour écrire un article pour *l'Onde* et que je suis obligé de remettre cela au mois prochain lorsque je serai de retour à Nice. Aujourd'hui, je vous écris ces quelques notes dans le train qui me ramène à New-York après le voyage circulaire que je viens de faire par Orleans, Mass.; Hartford, Conn.; Chicago, Ill.; Detroit, Mich.; Boston, Mass. et Harford, Conn.

Au cours de ce voyage, j'ai visité une station de câble « French Cable » à Orleans, Mass., quatre stations commerciales dont W S O, sept stations de broadcasting parmi lesquelles le fameux W J Z, W J A Z, la station la plus puissante des États-Unis (audience estimée à 400 000 personnes!) et de nombreux autres postes très intéressants, quatorze postes d'amateurs tels que 2 F P que j'ai entendu à Nice *sans que les oscillations soient accrochées dans le récepteur*, 1 A W le célèbre poste de Mr. Maxim, président de l'American Radio Relay League, 1 Z F qui met jusqu'à 23 ampères dans son antenne et a passé 14 messages en Angleterre sans répétitions, 1 X M avec qui j'ai presque établi la communication *dans les deux sens* au printemps dernier, et enfin 1 Q P, le poste de Mr. Reinartz, l'inventeur du récepteur connu dans le monde entier. J'ai passé la plus grande partie de la nuit dernière à bavarder avec « John ». La League m'avait très aimablement offert un dîner d'honneur à l'occasion de mon départ d'Hartford; après quoi, une dizaine d'entre nous se rendirent chez 1 Q P pour visiter son poste, et là, dans des nuages de fumée, la discussion s'engagea sur les résistances d'antennes, la capacité des contrepoids et l'importance de la position du nœud de tension. Les heures passent vite à ce genre de conversation, surtout lorsqu'on a sous les yeux le tout dernier montage inventé par Mr. Reinartz et que lui-même de sa voix persuasive et éternellement gaie, vous explique le pourquoi des résultats remarquables qu'il obtient. Il transmet actuellement de 75 à 200 mètres de longueur d'onde et obtient toute cette gamme par la seule manœuvre de deux condensateurs, le récepteur restant connecté à l'antenne et la réception étant possible même sur la même longueur d'onde que l'émission et simultanément. Mais je ne puis aujourd'hui vous donner les détails; ce sera pour un prochain article qui, je crois, intéressera les lecteurs de *l'Onde*.

Je ne puis terminer sans vous dire un mot de la « Convention de Chicago »! Ah! cette Convention! Connue officiellement sous le nom de « Second National American Radio Relay League Convention », elle a réuni pendant quelques jours à Chicago près d'un millier d'amateurs américains et canadiens. J'étais le premier Européen que

l'on ait jamais vu à une pareille affaire, et ces braves Américains m'ont fait l'accueil le plus « formidable » que l'on me fera certes jamais! C'était pour eux un grand jour que celui amenant pour la première fois à leur réunion un amateur européen. Ils vinrent de tous les points des États-Unis pour « secouer la main » de « French 8 A B »! Il me fallut donner des centaines d'autographes, me laisser photographier et cinématographier à outrance, faire un speech au banquet et une conférence au meeting technique; deux speech par radio qui me valurent un courrier que je ne pourrai jamais mettre à jour!... Enfin, les journaux prirent la manie de m'interviewer partout où je passais et de me photographier au magnésium avec des résultats tels qu'on pourrait croire qu'ils cherchaient à constituer un « musée des horreurs »!

Cette Convention fut des plus intéressantes au point de vue technique et surtout au point de vue coopération. Je puis vous affirmer que des centaines d'amateurs américains vont faire un effort considérable pour communiquer dans les deux sens avec la France. Je leur ai dit que nous aurions très prochainement plusieurs postes d'un kilowatt installés tout exprès pour franchir l'Atlantique. Ils comptent sur nous et nous pouvons compter sur eux.

Je suis très heureux et très fier d'avoir été le premier Européen à apporter aux amateurs américains le salut de leurs camarades de l'ancien continent. Ils ont compris plus que jamais en voyant « French 8 A B », qui a franchi 5000 milles pour venir à la Convention, que nous sommes décidés à faire le plus grand effort pour communiquer avec eux dans les deux sens. Ce que nous avons fait en réception l'année dernière, nous le ferons en transmission cette année, ils le sentent et nous aideront de toute la puissance des grands moyens dont ils disposent.

Avant de quitter l'Amérique, j'ai encore beaucoup à voir. Mon programme comporte entre autre 3ZO « le paradis des amateurs » près Philadelphie, KDKA la célèbre station de broadcasting et peut-être NSF de la Marine à Washington.

Je compte m'embarquer à New-York, le 11 courant, et serai donc en France dans moins de trois semaines, juste à temps pour reconstruire entièrement mon poste pour les essais de décembre!

Recevez...

LÉON DELOY.

Entre Hartford et New-York.

3 octobre 1923.

FONDATION D'UN COMITÉ INTERSOCIÉTAIRE

entre les trois Sociétés

Société des Amis de la T. S. F.

*Société française d'Études de Télégraphie et de Téléphonie
sans fil.*

Radio-Club de France.

A la date du 15 octobre 1923, et sur l'approbation unanime des délégués des trois sociétés fondatrices, est constitué un **Comité permanent intersociétaire** dont la constitution et le règlement suivent :

CONSTITUTION DU COMITE

Membres titulaires.

Société des Amis de la T. S. F. : MM. de Broglie, David, Mesny.

Société française d'Études de télégraphie et de téléphonie sans fil :
MM. Cartault, Franchette, Roussel.

Radio-Club de France : MM. Belin, Quinet, Vagné.

RÈGLEMENT

But.

ARTICLE PREMIER. — Les trois sociétés :

Société des Amis de la T. S. F.,

Société française d'Études de télégraphie et de téléphonie sans fil,

Radio-Club de France,

conviennent de réunir un **Comité permanent intersociétaire** qui s'occupera de toutes les questions ayant un caractère d'intérêt général telles que :

Essais et concours nationaux et internationaux ;

Enquêtes sur la réception en différents lieux ;

Enquêtes sur les brouillages ;

Assurances contre les effets de la foudre ;

Mesures à effectuer ;

Rapports avec les pouvoirs publics ;

Rapports avec l'étranger ;

Organisation de congrès, etc ..

Organisation.

ART. 2. — Le Comité comprendra, en principe, trois membres titulaires et deux membres suppléants de chacune des trois sociétés. D'autres personnes pourront être convoquées à titre consultatif.

ART. 3. — La présidence des réunions reviendra à tour de rôle à un membre de chaque Société.

ART. 4. — Le Comité désignera parmi ses membres un secrétaire-trésorier qui préparera les ordres du jour, enverra les convocations et gèrera les fonds mis à la disposition du Comité.

Fonctionnement.

ART. 5. — Le Comité décidera des réunions qu'il devra tenir au moins une fois par mois. Il pourra, en outre, être convoqué sur la demande d'une des sociétés.

ART. 6. — Un compte rendu des délibérations, approuvé par les représentants des trois sociétés, sera publié dans les organes de ces dernières. Après entente commune, certaines délibérations pourront rester momentanément secrètes.

ART. 7. — Le Comité désignera, parmi ses membres, celui ou ceux qu'il chargera de s'occuper, en dehors des discussions en séance, de chaque question à l'étude. Ces personnes s'occuperont de la correspondance ou des démarches nécessaires. En cas de nécessité, le Comité pourra faire appel à des sociétaires pris en dehors de lui.

ART. 8. — Le Comité s'assurera de tous les concours possibles pour étayer ses opinions, par exemple en provoquant ou en recevant l'avis de groupes locaux ou de tous autres groupements.

ART. 9. — Le refus d'une des trois sociétés de se conformer à l'avis des deux autres n'apportera aucune entrave à son action. Chacune conservera son entière liberté après les avis exprimés en séance.

En cas de désaccord, les trois sociétés s'engagent à n'entamer aucune polémique dans leurs organes; chacune d'entre elles se bornera à publier le compte rendu des délibérations.

Ressources financières.

ART. 10. — Les fonds seront fournis, par parties égales, par les trois sociétés. Pour débiter, un crédit de 1 000 francs sera ouvert par chacune d'elles au secrétaire-trésorier pour subvenir aux dépenses du Comité.

ART. 11. — Le secrétaire-trésorier, sur le vu des délibérations du Comité et du visa des membres chargés des études, adressera l'état

des sommes à payer aux secrétaires généraux des trois sociétés : ces sommes seront ordonnancées au nom du secrétaire-trésorier. Celui-ci paiera les dépenses, soit directement, soit par l'intermédiaire des membres chargés des études. Il rendra compte annuellement de ses opérations au Comité qui lui donnera décharge de sa gestion.

Modifications au règlement.

ART. 12. — Le règlement actuel est revisible à tout moment. Il ne pourra cependant être modifié qu'après entente commune et deux mois après la délibération qui aura décidé les modifications.

*
*

Aussitôt la fondation du Comité décidée, ce dernier a pris les décisions suivantes :

Essais transatlantiques. — Conformément à l'article 7, le Comité désigne pour s'occuper des prochains essais transatlantiques les membres de la Commission déjà constituée l'an dernier dans ce but.

Assurances contre les effets de la foudre. — M. Cartault, déjà en possession des éléments de l'enquête sur l'assurance contre la foudre, est chargé de la continuer ; sur son compte rendu, il lui sera, s'il est nécessaire, adjoint d'autres délégués.

Secrétariat du Comité. — M. David exercera provisoirement les fonctions de secrétaire-trésorier.

*
*

Adresser la correspondance à M. David, 51 bis, boulevard Latour-Maubourg, Paris (7^e).

ESSAIS TRANSATLANTIQUES

Essais de réception. — Les essais de l'année dernière ont été si concluants, au point de vue de la possibilité et même de la facilité relative de la réception des signaux des amateurs américains, que ceux-ci jugent tout à fait superflu de les renouveler cette année. Sans qu'il soit besoin d'instituer des essais spéciaux, il est possible chaque nuit, à ceux qui le désirent, d'écouter les transmissions des amateurs américains, et nos camarades d'outre-Atlantique pensent que nous pouvons les entendre « à peu près à volonté pendant la saison favorable ».

Il est d'ailleurs rappelé aux amateurs d'écoute de transmissions lointaines sur petites longueurs d'onde que l'expédition Mac Millan, à bord du *Bowdoin*, passera tout l'hiver dans les régions polaires et fera tous les jours des émissions que les amateurs américains et européens sont instamment priés d'écouter. Les revues de T. S. F. ont donné tous détails utiles sur ces émissions, dont la réception est aussi possible en Europe qu'en Amérique, en raison de la position du *Bowdoin*, à distance égale du Havre et de Washington.

Les amateurs américains ont déjà pu, non seulement recevoir les émissions du Bowdoin, mais également lui faire parvenir les leurs. Sa position d'hivernage est à environ 10 milles (16 km) d'Etah (Groënland), par 78° 30' de latitude nord et 72° 20' environ, de longitude ouest.

Essais de transmission. — Les essais de transmission ont été, l'année dernière, beaucoup moins réussis, du côté européen, que ceux de réception, les amateurs américains n'ayant pu obtenir que leurs postes d'émission fassent un silence suffisant pendant les essais. Dans ces conditions, des signaux faibles n'avaient que très peu de chance d'être entendus.

Il n'en sera pas de même cette année, des dispositions légales ayant prescrit certaines heures de silence pour l'écoute du broadcasting, en raison du grand nombre d'émissions amorties encore employées par les amateurs américains.

De nouveaux essais de transmission auront donc lieu cet hiver en Europe : du 22 décembre au 10 janvier. Ils seront immédiatement suivis, à partir du 11 janvier, d'essais facultatifs privés et individuels de communication bilatérale, si les transmissions européennes sont convenablement reçues en Amérique.

Les amateurs français transmettront les 22, 24, 26, 28, 30 décembre et les 1^{er}, 3, 5, 7 et 9 janvier, de 1 h à 6 h (greenwich).

Les amateurs britanniques transmettront les 23, 25, 27, 29, 31 décembre et les 2, 4, 6, 8 et 10 janvier, aux mêmes heures.

Les longueurs d'onde françaises seront obligatoirement comprises entre 180 m et 200 m. La puissance employée ne pourra être (sans autorisation spéciale à demander par les intéressés à l'Administration des P. T. T.) que celle officiellement autorisée pour chaque poste. Les amateurs qui voudraient transmettre sans autorisation avec une puissance supérieure ne pourraient le faire qu'à leurs risques et périls.

Tous les amateurs titulaires d'une autorisation de transmission sont instamment priés de prendre part aux essais, si faible que soit

la puissance dont ils disposent. Sur leur demande (adressée le plus tôt possible et, en tout cas, *avant le 5 décembre, dernier délai*, à M. le Président du Comité français des Essais transatlantiques, 97, rue Royale, Versailles), ils recevront en temps utile une série de mots de code, différents pour chacun des jours des essais et dont la transmission sera indispensable pour permettre l'identification de leur émission.

Ils devront, en adressant leur demande, faire connaître leur nom et leur adresse, leur indicatif, l'emplacement de leur poste, leur longueur d'onde et la puissance utilisée à l'alimentation.

Pour assurer le maximum de chances de réception et d'identification, les transmissions se feront de la façon suivante :

ARRL (répété trois fois) de (indicatif de la station émettrice répété trois fois); deux signaux de séparation; le mot de code répété trois fois, *en intercalant un signal de séparation*; enfin deux signaux de séparation, puis de nouveaux appels ARRL, etc.

Exemple : ARRL ARRL ARRL de 8ZZ 8ZZ 8ZZ == TARIK ==
TARIK = TARIK == ARRL ARRL ARRL de 8ZZ, etc...

Il est recommandé de transmettre le plus longtemps et le plus continuellement possible pendant les heures fixées pour les essais, afin de profiter de toutes les chances possibles de réception; de manipuler lentement et très distinctement, en formant et en séparant bien les lettres; et de se rapprocher le plus possible de la longueur d'onde de 200 mètres sur laquelle se concentrera l'écoute des amateurs américains.

Faute de l'observation de précautions semblables, un grand nombre d'émissions américaines n'ont pu être identifiées au cours des essais, bien qu'elles aient été parfaitement entendues.

Il est très peu probable, même en se rapprochant le plus possible de 200 mètres, que plusieurs émissions soient faites toujours exactement sur la même longueur d'onde et aux mêmes moments au cours des périodes de cinq heures par nuit affectées aux essais. Les amateurs qui ne transmettront pas pourront cependant contribuer au succès des essais en écoutant les transmissions et en signalant aux intéressés (dont les adresses ont été publiées par les revues de T. S. F.) les émissions qui auraient besoin d'un léger changement de longueur d'onde pour ne pas se superposer trop exactement à d'autres.

Les résultats de l'écoute américaine seront probablement transmis tous les trois jours à 20 h ou à 21 h (greenwich), par la station de

New Brunswick WII, à partir du 26 décembre. Ils seront sans doute répétés aussitôt par la station européenne correspondante de New Brunswick. Les renseignements définitifs à ce sujet seront communiqués ultérieurement. Une station d'amateur dont l'émission aura été entendue plusieurs fois en Amérique au cours de chaque période de trois jours ne sera citée, à chaque transmission, qu'une seule fois, mais un compte rendu général sera envoyé vers le 15 janvier par la « American Radio Relay League » et fera connaître combien de fois chaque station aura été entendue.

*
*
*

Transmissions supplémentaires. — Les amateurs britanniques ont exprimé le désir de pouvoir transmettre également pendant les deux premières heures des nuits attribuées aux amateurs français. Le Comité français n'a vu aucun inconvénient à accéder à leur demande.

Les amateurs français auront réciproquement la faculté de transmettre de 1 h à 3 h (greenwich) pendant les nuits affectées aux amateurs britanniques; ils emploieront alors le même mot que pendant la nuit française *précédente*.

Il sera ainsi possible aux stations françaises et britanniques qui le jugeront utile, de transmettre au cours de vingt nuits consécutives.

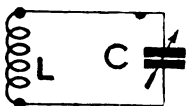
Pour le Comité,
Le Président : D^r Pierre CORRET.

MONTAGES ET TOURS DE MAIN

De quelques calculs simples de longueurs d'ondes. — Tous ceux qui s'intéressent à la radiotélégraphie ou à la radiotéléphonie à quelque titre que ce soit, connaissent maintenant la formule de Thomson

$$\lambda = 1884 \sqrt{LC}$$

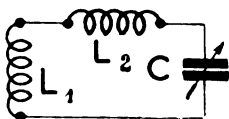
qui permet de déterminer la longueur d'onde d'un circuit oscillant dont on connaît la self L exprimée en microhenrys et la capacité C exprimée en microfarads, ou inversement de déterminer l'une quelconque des trois grandeurs connaissant les deux autres.



Mais il arrive souvent en pratique que le cas est moins simple que celui d'un circuit oscillant fermé, comprenant simplement une self et une capacité. Il arrive, par exemple, que le circuit comprend deux selfs en série ou 2 selfs en parallèles ou encore des capacités en série ou en parallèle.

A la vue de cette complication apparente, beaucoup renoncent à déterminer les constantes de leur circuit et ils naagent dans la plus profonde incertitude.

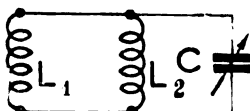
Nous allons essayer de revenir sur quelques lois élémentaires de l'électrotechnique que nous appliquerons à des cas simples qui ne rebuteront plus personne.



1° Si l'on ajoute plusieurs selfs en série L_1 et L_2 ... etc., et qu'elles soient placées de telle sorte que l'action de l'une sur l'autre soit négligeable, tout se passe comme si ces selfs étaient remplacées par une autre L dont la

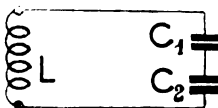
$$L = L_1 + L_2 + \dots \text{ etc.}$$

Si les selfs ont une action l'une sur l'autre, par exemple, si l'on considère 2 selfs montées en variomètre, on sait qu'il n'en est plus ainsi et que la self



résultante L varie entre une valeur plus petite que la somme et une valeur plus grande. Dans ce cas L n'est égal à la somme que quand les deux bobines sont rigoureusement perpendiculaires.

2° Si l'on met plusieurs selfs en parallèle, la self résultante L est plus petite que la plus petite des selfs. Sa



valeur se calcule par une formule bien connue

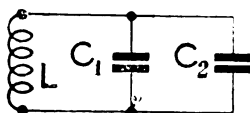
$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots \text{ etc.}$$

On voit que dans le cas de deux selfs en parallèle on trouve que

$$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$$

en supposant toujours que l'induction mutuelle soit nulle.

3° Si le circuit oscillant comprend plusieurs capacités en série, on peut,



dans le calcul, remplacer toutes ces capacités par une seule C équivalente,

dont la valeur est donnée par la formule

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots \text{ etc.}$$

Dans le cas de deux capacités on a :

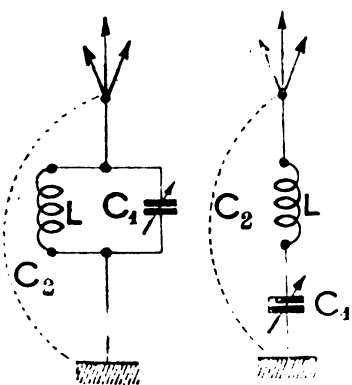
$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

4° Si les capacités sont en parallèle, la capacité équivalente C est égale à la somme de toutes les capacités.

$$C = C_1 + C_2 + \dots \text{ etc.}$$

Voyons maintenant un exemple pratique d'application de ces quelques formules :

Considérons deux circuits oscillants



constitués par un système antenne terre, une self et une capacité.

Dans le premier, le condensateur variable C_1 est en série, avec la capacité C_2 de l'antenne, dans le second, cette capacité C_1 est en parallèle avec la capacité C_2 de l'antenne.

On peut admettre grossièrement que la self d'une antenne est négligeable vis-à-vis de sa capacité et ne pas en tenir compte dans les calculs.

En calculant la capacité équivalente dans les deux cas, on trouve pour la longueur d'onde les valeurs suivantes :

$$\lambda = 1884 \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$$

quand les capacités sont en série et

$$\lambda = 1884 \sqrt{L(C_1 + C_2)}$$

quand les capacités sont en parallèle. Mais comment connaître la capacité de l'antenne ?

Il est pour cela un procédé de mesure

assez simple et suffisamment précis pour le genre de mesure que nous faisons. Sur un circuit oscillant formé d'un petit cadre et d'un condensateur variable, ou de la simple self d'un circuit oscillant avec un condensateur variable aux bornes, on repère un poste puisant que l'on peut recevoir sans antenne. On note soigneusement la valeur de la capacité avec laquelle on a obtenu l'accord, puis l'on branche l'antenne et la terre aux bornes de ce circuit et l'on cherche à nouveau le poste que l'on vient d'entendre. Le réglage est obtenu avec une capacité plus petite que la précédente ; la capacité cherchée de l'antenne est égale à la différence des deux capacités.

Pour que la mesure soit précise, il est nécessaire que le condensateur variable soit étalonné, c'est-à-dire qu'on sache exactement à quelle capacité correspond l'indication de l'index.

On peut néanmoins si l'on connaît la valeur maximum du condensateur, avoir une idée approximative de son étalonnage en admettant la proportionnalité de la capacité à l'angle de déviation.

Réception des postes anglais sur amplificateur à résistances.

— Voici un exemple de réception à grande distance qui vient confirmer les possibilités développées ici même par M. Brillouin, d'employer l'amplificateur à résistance pour les ondes courtes.

M. de Marsac a construit un amplificateur à trois lampes à résistances, la dernière lampe servant de détectrice et d'hétérodyne, qui lui permet de recevoir à Cannes, sur antenne en T à deux brins de 22 mètres et entrée de poste de 3 mètres, les postes de broadcasting anglais et français.

Quand les parasites le permettent, on obtient du haut-parleur en ajoutant deux étages basse fréquence.

L'amplificateur de M. de Marsac est construit d'après le schéma classique donné par M. Brillouin ; les résistances de plaque sont de 80000 Ω , les résistances de fuite de 4 Ω et les capacités de liaison de 0,5/1000 ^{e} de μ f.

INFORMATIONS

Hygiène et Radiotéléphonie, par le Dr R. BOSQUAIN.

Le 1^{er} août 1923, ont été inaugurées au poste de la Tour Eiffel, les conférences d'hygiène destinées à diffuser dans le plus grand rayon possible toutes les mesures aptes à améliorer les conditions sanitaires de la France et de l'humanité, donnant ainsi une utilité pratique réelle aux émissions radiotéléphoniques.

Sous la présidence de M. Strauss, ministre de l'Hygiène, et de M. le général Ferrié, qui avait bien voulu favoriser la réussite de cette entreprise par tous les moyens en son pouvoir, comme c'est du reste son habitude, et dont nous devons le remercier personnellement ainsi que tous ses dévoués collaborateurs, la première conférence a été faite par le professeur Calmette, sous-directeur de l'Institut Pasteur, membre de l'Académie de Médecine et vice-président du Comité de Défense contre la tuberculose.

Des premiers renseignements reçus par le Comité national de Défense contre la tuberculose, 66, rue Notre-Dame-des-Champs, Paris (6^e), il résulte que la parole est fort bien entendue des divers points de la France et de pays étrangers; nul doute qu'il en sera de même pour les conférences qui se poursuivent chaque semaine, et qui permettront d'instruire en intéressant leurs auditeurs, tout en aidant aux progrès des sciences pures et appliquées.

La deuxième conférence fut consacrée par M. Roubinovitch à l'alcoolisme en France; la troisième par le professeur Léon Bernard, aux ravages causés par la tuberculose; dans la quatrième le Dr Léon Azoulay traite des empoisonnements par les champignons qui vont, comme chaque année à cette époque, faire de trop nombreuses victimes, et qu'il est cependant facile d'éviter en suivant

les instructions qui seront prodiguées aux périodes critiques.

Les mêmes sujets, le cancer, la syphilis, l'hygiène infantile, l'alimentation, et tous les sujets de l'hygiène générale qu'il n'est vraiment plus permis de négliger aujourd'hui, fourniront la matière inépuisable des conférences suivantes.

Répondant aux desiderata exprimés par de nombreux correspondants, M. Clavier a bien voulu faire, *par radio*, le 5 et le 19 septembre, deux conférences de technique, indiquant aux intéressés comment on doit recevoir ces transmissions selon la distance et les dispositifs employés, afin d'être exactement documenté sur les possibilités actuelles, de temps, de lieu et de matériel, et de mettre en garde aussi bien contre les déceptions que contre les exagérations des uns ou des autres.

Pour parfaire cette œuvre, il serait intéressant que les correspondants éventuels veuillent bien transmettre leurs observations, dans un intérêt commun, soit au Comité national de Défense contre la tuberculose, soit à M. Mesny, secrétaire général de la Société des Amis de la T. S. F., 21, rue Jacob, Paris (6^e).

Dr R. BOSQUAIN.

Réception de la téléphonie de FL sur galène. — Le lieutenant Caillat, chef du service radio de la Tunisie, nous signale le fait suivant :

On a reçu à Médénine (sud tunisien) sur simple galène, l'émission radiotéléphonique de FL de 23 heures. Pour les émissions de jour, un amplificateur est nécessaire.

Médénine est à 400 km au sud de Tunis et, par conséquent, à environ 2 000 de Paris.

L'antenne avec laquelle ce résultat remarquable a été obtenu est une antenne en T à quatre brins de 120 mètres à 50 mètres de hauteur.

Indicatifs des postes d'amateurs reçus. — M. Desgrouas, professeur à Vire (Calvados), nous communique la liste suivante des postes français qu'il a reçus sur ondes courtes :

8AA, 8AB, 8AL, 8AQ, 8BA, 8BF, 8BM, 8BN, 8CF, 8CS, 8XX.

Ces résultats ont été obtenus avec antenne basse de 30 mètres et deux lampes, une autodyne et une BF. Avec le même montage, M. Desgrouas a également reçu les émissions du poste OC45.

A propos de la retransmission des signaux ou de la téléphonie par les postes anglais et américains. — Nous signalions dans le n° 20 la retransmission des signaux horaires de FL sur 385 mètres par le poste anglais et nous demandions aux amateurs de nous communiquer leurs résultats d'écoute de cette retransmission.

Le Dr Vidal a répondu à notre appel et nous communique à ce sujet plusieurs renseignements intéressants.

A 21 h. 30, Londres 2LO transmet la Presse Reuter que tous les autres postes de broadcasting retransmettent sur leur onde propre.

La retransmission est si bonne qu'on a l'impression, paraît-il, d'avoir un récepteur apériodique, sur lequel on retrouve la même transmission sur plusieurs réglages.

Mais voici mieux. Le poste de broadcasting américain WEY, à 2 h. 55 gw. après ses deux heures de concert, retransmet les battements horaires du poste d'Annapolis NSS, sur environ 385 mètres de longueur d'onde. La retransmission sur onde courte dépasse très nettement en intensité la réception directe.

Voici donc qui est à la gloire des ondes courtes, car la puissance de NSS est considérablement supérieure à celle de WEY.

Nous remercions le Dr Vidal et le félicitons. Nous serions heureux si d'autres amateurs nous communiquaient des résultats aussi encourageants.

Ouverture au trafic radio-m maritime de la station côtière de Beyrouth (Syrie). — La Société Radio-Orient nous informe que la nouvelle station de Beyrouth a été ouverte au trafic le 20 août dernier. Cette station travaille sur les longueurs d'onde fixées par les règlements internationaux (450, 600, 800) et assure provisoirement les vacations suivantes :

6 à 10 temps moyen Greenwich.

12 à 16

Le poste utilisé est du type S. P. R. à impulsion et a réalisé aux essais une portée de plus de 500 milles nautiques. Son indicatif d'appel est FFD.

Nouveaux groupements locaux: La Radio-Touraine. — Sous ce nom vient de se créer une association dont le siège est à Tours, 4, rue Bernard-Palissy. Entre autres buts, le nouveau groupement se propose l'étude collective des nombreuses questions qui intéressent les radiotélégraphistes et dont la solution est locale. A cet effet il publie un bulletin et commence son travail par une enquête sur les brouillages dans la région. Nous serons heureux d'aider de tous nos moyens une initiative de ce genre, dont les résultats peuvent être pleins de conséquences utiles.

Radio-Club Forézien.

Le Radio-Club Forézien a, dans sa dernière réunion, nommé le conseil d'administration définitif, il se compose de :

Président : M. Clapier, ingénieur en chef aux mines de Montrambert.

Vice-présidents : M. Vignal, conseiller d'arrondissement, à Saint-Bonnet-le-Château ;

M. Claudinon, industriel, 6, avenue Président-Faure, Saint-Etienne.

Secrétaire : M. Peyrard, ingénieur I. E. G., 12, place Villebœuf, Saint-Etienne.

Secrétaire-adjoint : M. Gourbon, sous-chef de service des ventes aux mines de la Loire.

Trésorier : M. Despinasse, banquier, 24, rue Saint Jean, Saint-Etienne.

Bibliothécaire-archiviste : M. Clément, 25, avenue Président-Faure, Saint-Etienne.

Membres : M. Vergnaud, ingénieur I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Garnier, ingénieur I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Negadel, ingénieur I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Reymond, ingénieur, I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Rocher, professeur au lycée, rue des Armuriers, 15, Saint-Etienne.

M. Frossard, contrôleur des téléphones, 17, rue des Deux-Amis, Saint-Etienne.

M. Courbon, industriel, 75, rue de la Sablière, Saint-Etienne.

M. Vercasson, clerc de notaire, 26, rue du Puy, Saint-Etienne.

Il a été décidé d'entreprendre de suite les démarches nécessaires pour avoir un local afin d'installer un poste

récepteur et une bibliothèque. Plus tard, un cours de lecture au son sera organisé, puis un laboratoire d'essai, enfin l'installation d'un poste émetteur a été sérieusement envisagé.

Actuellement, le Radio-Club Forézien compte, tant en membres bienfaiteurs, honoraires ou actifs, 67 adhérents.

Pour tout renseignement, s'adresser à M. le Secrétaire du Radio-Club Forézien, 12, place Villebœuf, Saint-Etienne (Loire).

Petites annonces

Occasion exceptionnelle, poste Duret 3 lampes, état neuf, 500 francs.

Robin, 42 bis, avenue Henri-Martin, Paris.

Deux Radiola 4 à céder à prix intéressant. Ecrire P. L., bureau du journal.

Poste détecteur-ampli 4 lampes avec grande bobine d'accord, marche parfaite, nu 450 francs.

Demande d'emploi

Ingénieur radiotélégraphiste, diplômé de l'Ecole supérieure d'Electricité et de la Faculté des Sciences de Bordeaux, cherche un emploi dans l'industrie en France, à l'étranger ou aux colonies. Ecrire au secrétaire général de la S. A. T. S. F. qui transmettra.

VIENT DE PARAÎTRE :

ANNUAIRE DE LA T. S. F.

Publié sous le patronage de la Société des Amis de la T. S. F.

Document unique en France — Poids : 2 kgs 500

Etienne CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine, PARIS (6^e)

THÉORIE DE LA RÉCEPTION SUR ANTENNE APÉRIODIQUE

Par M. J. BETHENOD

Depuis deux ou trois ans, la réception sur antenne apériodique semble jouir d'une faveur très marquée, surtout auprès des amateurs désireux de recevoir les émissions radiotéléphoniques à ondes courtes. Ce type de récepteur est connu sous le nom d'appareil Reinartz, du nom de l'amateur qui semble avoir été, tout au moins, le premier à en préconiser l'emploi.

J'ai jadis publié ⁽¹⁾ une théorie générale des ensembles récepteurs actionnés par ondes entretenues. Le but de la présente note est de montrer comment la réception apériodique constitue un cas particulier de cette théorie, et pourquoi elle est plus spécialement indiquée avec les ondes courtes.

Conformément à nos études précédentes, désignons (fig. 1) par :

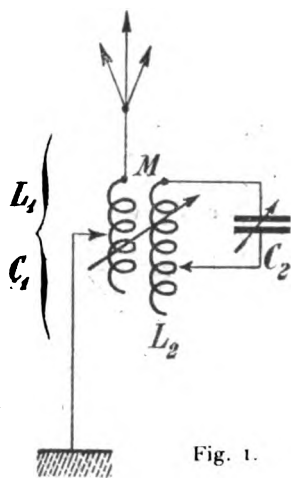


Fig. 1.

E , la force électromotrice induite par unité de longueur dans l'antenne de longueur l ;

I_1 , le courant dans le système antenne-terre;

I_2 , le courant dans le circuit secondaire, accouplé à l'antenne;

C_1 , la capacité du résonateur équivalent à l'antenne;

C_2 , la capacité du circuit secondaire;

L_1 et L_2 , les self-inductances totales correspondantes;

⁽¹⁾ Voir le *Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie*, 1909, band II, p. 603 et 1910, band III, p. 302.

R_1 et R_2 , les résistances ohmiques apparentes (on tient compte du rayonnement dans R_1);

M , le coefficient d'induction mutuelle créée entre les deux circuits par le transformateur de couplage;

ω , la pulsation des ondes.

La méthode employée dans l'article précité (voir aussi *La Lumière Électrique*, 2 octobre 1916, p. 1) est basée sur la résolution et la discussion des équations bien connues, dites du transformateur sans fer. Mais comme je l'ai montré plus récemment ⁽¹⁾, on peut aboutir beaucoup plus simplement au résultat de la façon suivante :

D'après le principe de la conservation de l'énergie, on écrit :

$$(1) \quad El I_1 \cos \varphi = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2,$$

φ étant l'angle de déphasage entre E et I_1 , et d'autre part :

$$(2) \quad I_2 = \frac{M \omega I_1}{Z_2},$$

$$\text{en posant } Z_2 = \sqrt{R_2^2 + \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right)^2}.$$

On en déduit :

$$(3) \quad I_2 = \frac{M \omega El \cos \varphi}{Z_2 R_1 + \frac{M^2 \omega^2}{Z_2} R_2}.$$

En fonction de φ et de M qu'on peut toujours prendre comme variables indépendantes, le maximum de I_2 a lieu pour :

$$(4) \quad \begin{cases} \cos \varphi = 1 \\ M \omega = \frac{\sqrt{R_1 Z_2}}{\sqrt{R_2}}, \end{cases}$$

et vaut :

$$(3') \quad I_{2max} = \frac{El}{2 \sqrt{R_1 R_2}}.$$

Ainsi donc, moyennant les réglages définis par (4), le maximum de l'intensité dans le circuit secondaire est toujours le même, le nombre de réglages admissibles étant d'ailleurs illimité pour chaque installation.

Dans ces conditions, on a intérêt à rendre l aussi grand que possible, surtout avec une onde courte, puisqu'on peut toujours obtenir le réglage donnant la réception optimum, en agissant sur les constantes du circuit secondaire.

On peut donc, sans inconvénient à cet égard, ne faire aucun réglage d'accord sur le circuit antenne-terre qui devient ainsi apériodique.

⁽¹⁾ *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, octobre 1919.

Il est d'ailleurs facile d'expliciter la première des conditions (4); on sait, en effet, que la réactance *apparente* du circuit antenne-terre vaut :

$$L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} - \frac{M^2 \omega^2 \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right)}{Z_2^2}$$

(Formule du transformateur sans fer).

Cette réactance est nulle ($\cos \varphi = 1$) pour :

$$\frac{L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}}{L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}} = \frac{M^2 \omega^2}{Z_2^2},$$

c'est-à-dire, en tenant compte de la deuxième condition (4) :

$$(5) \quad \frac{L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}}{R_1} = \frac{L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}}{R_2}.$$

On retrouve ainsi un résultat établi précédemment (loc. cit.) par une tout autre méthode. Cette relation (5), indépendante du couplage, définit le rapport entre les diverses constantes des deux circuits.

On voit ainsi que si l'antenne est désaccordée ($L_1 C_1 \omega^2 \lesssim 1$), le réglage sur le circuit secondaire permet d'obtenir encore la réception optimum, mais ceci moyennant un désaccord identique. (Même rapport $\frac{\text{réactance}}{\text{résistance}}$.)

Bien entendu, les calculs ci-dessus ne s'appliquent que si l'on peut définir un résonateur équivalent au système antenne-terre; c'est évidemment le cas d'une antenne très désaccordée.

Enfin, si le détecteur est actionné potentiométriquement (triode), notamment au moyen du condensateur C_2 , les résultats ci-dessus demeurent valables en principe; on a alors intérêt à choisir C_2 aussi faible que possible et à agir surtout, pour le réglage, sur l'inductance L_2 .

En terminant, rappelons que les conditions (4) et (5) permettent d'écrire pour le couplage :

$$M^2 \omega^2 = Z_1 Z_2.$$

égalité qui ne peut être évidemment réalisée que par la présence de condensateurs dans l'un au moins des circuits couplés.

En outre, le cas du couplage direct par bobine de self-induction donnerait lieu aux mêmes considérations, ainsi que je l'ai démontré jadis (*).

J. BETHENOD.

(*) *Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie*, 1910, band III, p. 297.

ÉTUDE OSCILLOGRAPHIQUE DE QUELQUES ÉMETTEURS A TRIODES

Par MM. A. DUFOUR,

Professeur à l'Ecole Centrale, chargé de cours à la Faculté des sciences

et R. MESNY,

Professeur d'hydrographie de la Marine.

Préambule. — L'étude théorique des oscillateurs permet de prévoir les relations qui existent entre les différents facteurs de leur fonctionnement, dans le cas où les variations de ces facteurs sont supposées sinusoïdales en fonction du temps.

Alberti et G. Zickner ⁽¹⁾ ont comparé la théorie à l'expérience dans le cas où le fonctionnement de l'oscillateur à lampes étudié est commandé par une excitation séparée. A cet effet, dans leurs expériences, un poste excitateur accessoire agit par induction sur un circuit intermédiaire accordé, qui transmet à son tour, à la grille de l'émetteur en expérience, les variations sinusoïdales de tension assurant son entretien. Ils observent, au tube de Braün, la figure de Lissajous résultant des actions combinées de la grandeur particulière envisagée et d'un champ sinusoïdal auxiliaire convenablement réglé, l'analyse de la figure obtenue permet d'arriver à la connaissance de la courbe, représentant en fonction du temps la grandeur considérée, ils ont pu ainsi, pour quelques longueurs d'onde échelonnées entre 1000 et 1800 mètres, étudier les formes du courant oscillant, de la tension plaque, de la tension grille, du courant grille, en précisant d'ailleurs en même temps leurs diverses phases. Tous ces résultats sont relatifs au cas particulier où la tension grille varie sinusoïdalement, et ces auteurs ont constaté leur très bon accord avec les prévisions de la théorie, tant que le courant grille est supposé négligeable.

Dans la majorité des cas pratiques, l'excitation de l'oscillateur n'est pas créée par un autre circuit oscillant, et la variation de tension grille n'est pas nécessairement sinusoïdale. Les différents circuits du poste réagissant les uns sur les autres, il faut s'attendre à des complications provenant de la constitution des circuits utilisés.

⁽¹⁾ Alberti et G. Zickner, *Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie*, t. XIX, p. 2, 1922.

En vue d'arriver à la connaissance de ce qui se passe dans les oscillateurs, tels qu'on les emploie dans la réalité, c'est-à-dire le plus souvent avec auto-excitation, la complexité des réactions intérieures au poste indiquait l'emploi d'une méthode d'étude surtout expérimentale. Au lieu de passer, comme ci-dessus, par l'intermédiaire d'une figure de Lissajous, l'usage d'un oscillographe cathodique à inscription photographique nous permettait d'obtenir du premier jet le graphique figurant la variation, en fonction du temps, de la grandeur étudiée. Nous nous sommes donc proposés d'étudier, par une telle méthode oscillographique, le fonctionnement des oscillateurs dans leurs conditions réelles d'emploi.

L'étude préparatoire dont nous donnons ci-dessous quelques résultats doit être considérée comme une simple introduction à ce sujet, assez vaste si on veut le traiter à fond; nous avons surtout cherché ici à nous mettre au courant de la technique en observant quelques cas intéressants.

Nous nous sommes limités aux grandeurs principales, faciles à observer, comme : courant oscillant, tension plaque, tension grille et courant plaque, sans négliger la question de leurs phases respectives.

Bien que les données obtenues soient nécessairement incomplètes, elles suffiront cependant pour montrer combien le fonctionnement réel de ces oscillateurs diffère, en général, du cas simple théorique et l'intérêt qu'aurait leur étude oscillographique systématique et plus complète.

Dispositif expérimental. — Les circuits des oscillateurs employés sont des types courants et ne présentent aucune particularité importante; pour la commodité de l'exposition, leurs schémas seront donnés plus loin, en même temps que les résultats leur appartenant.

La triode employée était du type E_0 .

Voici ses caractéristiques :

Chauffage : $9^{\circ},5$; tension plaque 1 000 à 2 000 $^{\circ}$.

Courant de saturation : 0,4 ampère.

Puissance maxima que peut dissiper la plaque : 200 watts.

La portion rectiligne des courbes donnant l'intensité I_p du courant plaque pour une tension V_p de la plaque aux différentes tensions grilles U_g est représentée par la relation :

$$12000 I = V_p + 18 U_g - 485.$$

La résistance filament plaque est donc de 12000 $^{\omega}$ et le coefficient d'amplification en volts 18.

Le courant de chauffage provenait d'une batterie d'accumulateurs

soigneusement isolée du sol. La tension plaque était assurée par une dynamo à haute tension de faible puissance (1500 volts, 300 milliam-pères, 450 watts maximum). Dans nos expériences, la puissance mise en jeu n'atteignait pas le maximum, car la tension continue plaque est restée comprise entre 700 et 1350 volts, le courant moyen plaque entre 55 et 165 milliam-pères et la puissance débitée dans le circuit plaque a varié, suivant les cas, de 100 à 160 watts.

Le circuit oscillant, de résistance égale à environ 4 ohms, était constitué de manière à pouvoir fournir successivement les longueurs d'onde 2300 m ou 3350 m.

Le poste était réglé dans toutes les expériences de manière à se trouver au fonctionnement optimum, c'est-à-dire dans les conditions où la puissance soit maxima dans le circuit oscillant : on s'arrangeait, par tâtonnements, pour que l'intensité y soit la plus grande possible pour une tension continue plaque donnée, ce qui correspond d'ailleurs aux conditions de la pratique les plus fréquentes. On a vérifié dans les différents cas que le rendement en énergie était satisfaisant (60 à 65 %).

L'appareil enregistreur était constitué par l'oscillographe cathodique, tel qu'il a déjà été décrit dans *l'Onde Électrique* ⁽¹⁾, et dont on a utilisé seulement le dispositif de haute fréquence : les fréquences atteintes ici sont en effet comprises entre 100 et 300 000 environ ; l'allongement du tracé était provoqué par un champ magnétique auxiliaire produit par le courant d'un arc chantant faisant quelques milliers d'oscillations à la seconde.

Conformément à la technique oscillographique habituelle, l'enregistrement du courant oscillant se faisait par voie magnétique à l'aide d'un petit solénoïde connecté à demeure dans le circuit oscillant.

Les tracés des tension plaque et tension grille s'effectuaient par voie électrostatique en utilisant le champ d'un condensateur plan à armatures parallèles, d'écartement réglable à volonté, extérieures au tube, et qui étaient connectées d'une part au point commun et d'autre part respectivement à la plaque ou à la grille. Les connexions étaient aussi courtes que possible afin de ne pas perturber d'une manière constatable la courbe cherchée.

C'est aussi par voie électrostatique que la forme du courant plaque a été obtenue, afin d'éviter l'introduction d'une self nuisible

(1) Dufoar, *Onde Électrique*, t. I, n° 11, 12, pp. 638 et 639; t. II, n° 13, p. 19.

dans ce circuit. A cet effet, tous les montages comportaient une résistance sans self, de valeur comprise entre 700 et 1 000 ohms, mise en série dans le circuit plaque; le condensateur précédent de l'oscillographe était connecté aux deux extrémités de cette résistance, et la déviation électrostatique du faisceau cathodique traduisait ainsi les variations du courant plaque.

Nous avons laissé provisoirement de côté l'enregistrement du courant grille, bien que les recherches antérieures et les résultats obtenus ici montrent que son effet n'est pas négligeable.

Pour étudier les différences de phase que présentent entre elles les grandeurs précédentes, nous avons naturellement utilisé la méthode si commode des figures de Lissajous, où les deux grandeurs agissent simultanément à angle droit sur le faisceau enregistreur. Nous avons opéré ici de deux manières : avec ou sans balayage supplémentaire de la plaque photographique par le faisceau cathodique.

L'enregistrement de la figure de Lissajous fait avec balayage supplémentaire effectué parallèlement à l'un des deux azimuts rectangulaires de déviation, fournit évidemment une courbe déformée par suite du balayage, mais présente l'avantage de permettre de suivre, sur la plaque, le déplacement de la tache cathodique le long de la courbe de Lissajous.

Quand on opère l'enregistrement sans balayage, cette courbe reste naturellement fixe sur la plaque, telle qu'on l'aperçoit d'ailleurs sur l'écran fluorescent de l'oscillographe. Il est alors commode d'opérer ainsi lors de son inscription, si l'on veut avoir un tracé assez satisfaisant au point de vue finesse : le tube cathodique doit être alimenté par une machine électrostatique dont le débit est bien plus régulier que celui d'un transformateur avec redresseurs; il faut en outre n'effectuer l'enregistrement que lorsque la machine a pris son état de régime; il faut enfin qu'il dure un temps très court pour que le tracé ne s'empâte pas. A cet effet, on fait passer un courant continu accessoire dans un des enroulements utilisés de l'oscillographe, courant qui rejette la tache cathodique en dehors de la plaque; on obtiendra l'inscription convenable de la courbe de Lissajous envisagée, quand, le tube étant en fonctionnement, on supprimera pendant un instant très court le courant précédent; une durée d'interruption de l'ordre de $1/20^e$ de seconde fournit une courbe très suffisante comme intensité d'impression et finesse; celle-ci n'est d'ailleurs jamais bien considérable.

On va maintenant considérer séparément les divers montages employés et donner pour chacun d'eux les résultats obtenus.

••

1° MONTAGE EN TESLA OU MONTAGE A INDUCTANCE GRILLE SÉPARÉE

Nous avons d'abord utilisé le montage connu à inductance grille séparée, parce que les différents éléments qui le constituent sont bien distincts et qu'il paraît facile d'agir individuellement sur chacun d'eux. Le schéma de ce montage est donné dans la figure 1. La self

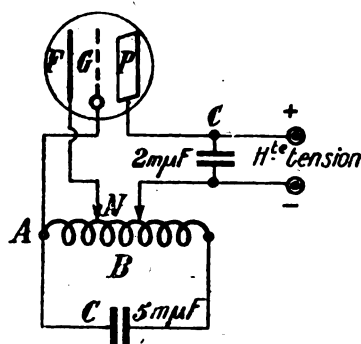


Fig. 1.

grille *b* couplée par induction avec la self *B* commune à la plaque et au circuit oscillant, peut se déplacer dans *B* afin qu'on puisse faire varier à volonté le couplage entre ces deux bobines.

Voici quelques données relatives aux conditions de l'oscillateur qui a fourni les résultats des figures 2 à 7. Les valeurs efficaces étaient mesurées avec un électromètre à quadrants.

V_p^c	V_p^{eff}	I_p^c	I_p^{eff}	U_g^{eff}	i_g^c	I_{os}	λ	W_t	W_u	Rend ^t
1350 ^v	830 ^v	180 ^{ma}	270 ^{ma}	310 ^v	53 ^{ma}	6 ^{a,2}	2300 ^m	244 ^w	160 ^w	0,65

La figure 2 donne les graphiques réunis du courant oscillant, du courant plaque et des tensions grille et plaque qui sont respectivement reproduits, à partir des originaux photographiques, dans les figures 3, 4, 5 et 6. Les flèches marquées dans ces figures indiquent le sens du déplacement relatif de la tache cathodique par rapport à la plaque photographique. Les caractéristiques (courant plaque-tension plaque et tension grille-tension plaque) sont données dans les figures 7 et 8.

On a dessiné en outre sur la figure 6 qui reproduit la figure 7 à plus grande échelle, les courbes caractéristiques statiques et l'on a inscrit aux différents points du diagramme (I_p V_p) les valeurs correspondantes de la tension grille, déduites du diagramme (U_g V_p). On

remarquera qu'il y a en général concordance entre les tensions grille observées et celles qui résultent des courbes statiques; cependant,

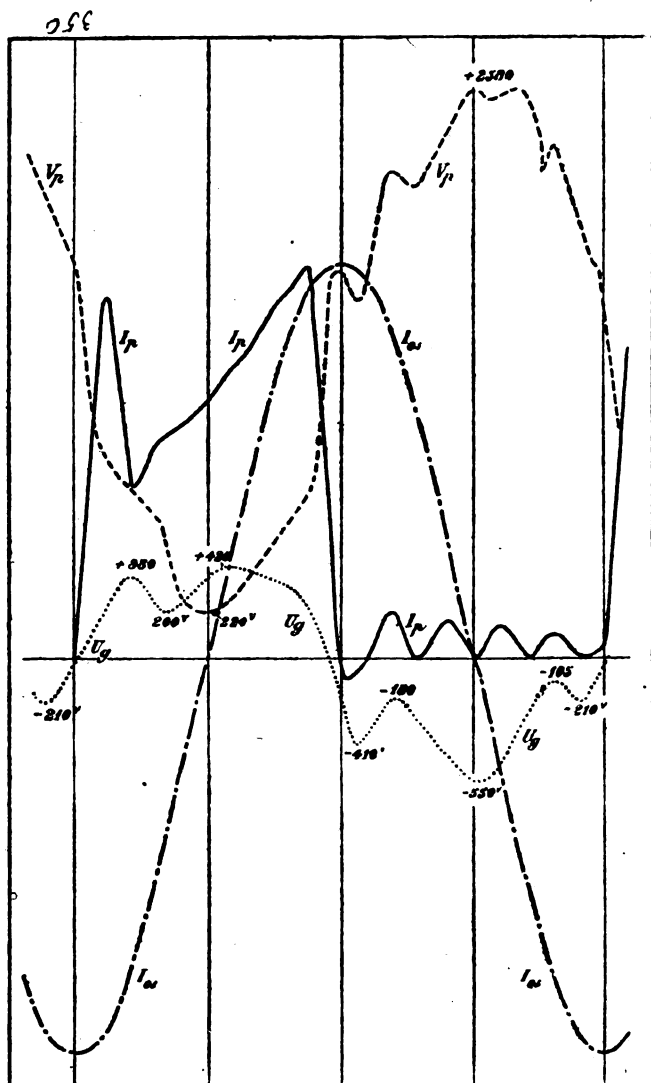


Fig. 2.

un écart important existe pour le point qui correspond au courant plaque minimum. Il n'y a cependant pas lieu de tirer des conclusions trop absolues de cet écart, car nous avons constaté après coup que les conditions dans lesquelles le diagramme de la figure 8 a

été relevé n'étaient pas absolument identiques à celles réalisées pendant le relevé du diagramme de la figure 7.

Un autre fait remarquable est l'existence de pointes de courant

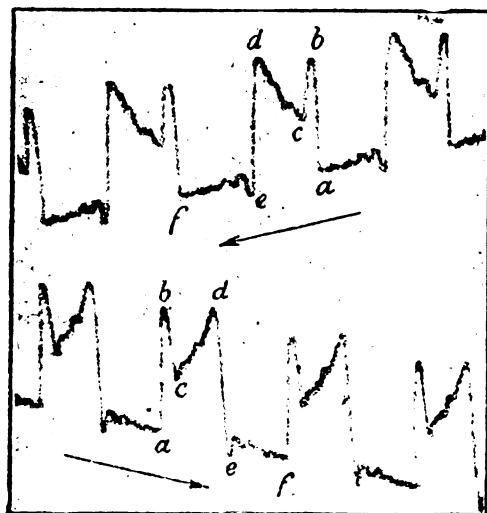


Fig. 3. — Courant plaque.

plaque dépassant la valeur du courant de saturation statique (0,4 ampère); le fait avait déjà été signalé dans l'étude d'Alberti et Zickner.

Ces anomalies ne se produisent pas dans les cas suivants (fig. 21

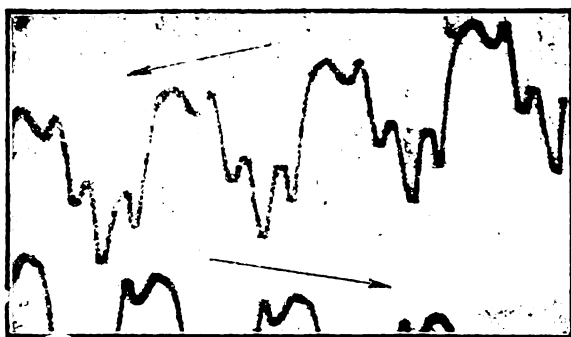


Fig. 4. — Courant grille.

et 36) en ce qui concerne l'intensité et sont beaucoup moins importantes en ce qui concerne les tensions grille, sauf cependant dans le cas de la figure 29 qui correspond à un montage anormal.

Dans le montage actuel, il y avait un certain nombre de spires mortes sur le circuit oscillant et le circuit plaque; en outre, la bobine b de grille, possédant aussi des spires mortes, était assez

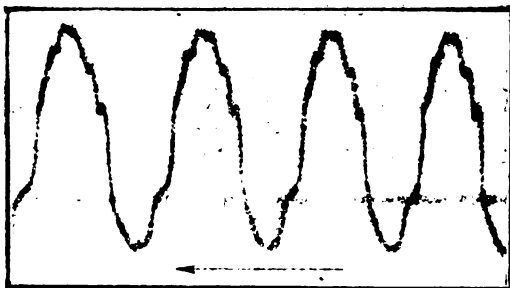


Fig. 5. — Tension plaque.

fortement couplée avec la self du circuit oscillant. Ce sont là des conditions qui, comme on sait (⁴), sont particulièrement favorables à l'existence d'harmoniques qui apportent des irrégularités dans la courbe du courant plaque et dans celle de la tension grille.

Les phénomènes sont d'ailleurs assez compliqués comme le montre l'observation des courbes enregistrées, et il y a lieu, sans doute, de faire intervenir plusieurs causes dans leur interprétation.

La courbe de tension grille (fig. 4) montre que le courant grille

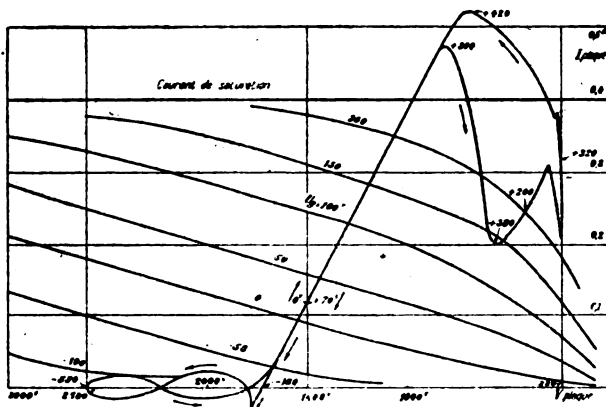


Fig. 6.

n'est pas négligeable. En effet, les oscillations de plus grande fréquence qu'on aperçoit dans la figure 4 ne présentent pas le même

(*) Voir Gutton, *La lampe à trois électrodes*, conférences-rapports, p. 73.

aspect pour les alternances positive (partie supérieure de la période) et négative; l'harmonique qui prend naissance dans le circuit grille fournit des oscillations bien marquées dans l'alternance négative et étouffées dans l'alternance positive. Comme l'on sait ⁽¹⁾, la grille se comporte comme un conducteur isolé quand elle est négative, et comme un conducteur avec fuites quand elle est positive; cette dissymétrie dans l'aspect de la courbe traduit l'existence d'un courant grille notable.

Ainsi que l'ont signalé, en particulier, Alberti et Zickner, le courant grille précédent, retranchant au courant plaque un certain nombre d'électrons, provoque la dépression (bcd) du courant plaque

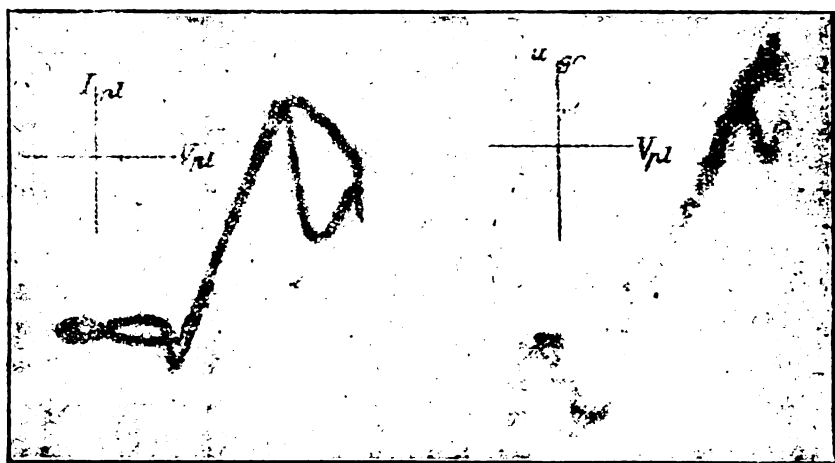


Fig. 7. — Caractéristique I_{pl} V_{pl} .

Fig. 8. — Caractéristique V_{pl} U_{gr} .

donné par la figure 3. Cette courbe montre que le courant plaque s'établit très brusquement (ab fig. 3), mais la grille devenant aussitôt positive, il en résulte la chute (bc) très brusque aussi, suivie d'une remontée plus lente. La disparition (de fig. 3) du courant plaque est aussi très brusque, la grille alors négative arrêtant tous les électrons qui constituaient le courant plaque. Ces variations d'intensité brusques déterminent les oscillations amorties de fréquence élevée qu'on voit en cd et ef (fig. 3); elles doivent correspondre en première approximation aux circuits oscillants $PC_1(BC)F$ et $PC_1(BC)BG$ de la figure 1.

L'expérience suivante nous a permis de constater qu'il en était

⁽¹⁾ Voir Gutton, *La lampe à trois électrodes*, conférences-rapports, p. 114.

bien ainsi. On disposa l'oscillographe de façon à produire la courbe de Lissajous correspondant à I_p et V_p et on examina directement cette courbe sur l'écran fluorescent; un circuit bouchon, constitué par une self et une capacité, fut intercalé entre C_1 et P. En manœuvrant la capacité variable, on ne constatait en général aucune variation dans la courbe; mais au moment où la fréquence propre du circuit bouchon atteignait des valeurs correspondant à 278 et 372 mètres de longueur d'onde, on observait une déformation brutale de la boucle que présente cette courbe sur la figure 6. En plaçant le bouchon

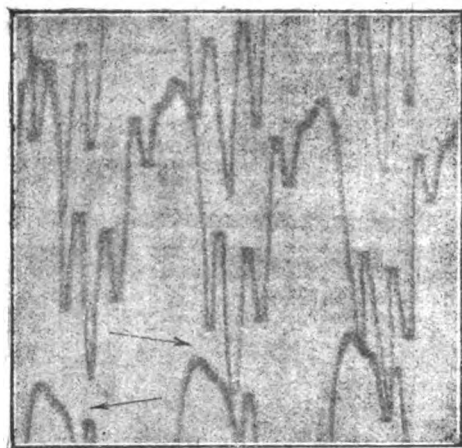


Fig. 9. — Tension grille.

entre B d'une part et b ou F d'autre part, on observait les mêmes déformations pour les mêmes fréquences.

Les mêmes effets se retrouvent dans la courbe de tension plaque de la figure 5; ils sont bien visibles dans l'alternance supérieure, correspondant au maximum de tension, pendant laquelle la plaque se comporte comme un conducteur isolé puisque le courant plaque est sensiblement nul; cet effet a disparu dans l'alternance inférieure où la plaque se comporte comme un conducteur non isolé.

On peut remarquer que les harmoniques du circuit grille décelés par la courbe de tension grille ne paraissent pas avoir de rapport, sauf la dépression *bcd* de la figure 3 précédemment signalée, avec ceux du circuit plaque. Chacun de ces deux circuits, liés entre eux par le circuit oscillant, semble pourtant garder son individualité au point de vue harmoniques, au moins en première approximation.

Les figures 6, 7 et 8 présentent les mêmes résultats que les

INFORMATIONS

Hygiène et Radiotéléphonie, par le Dr R. BOSQUAIN.

Le 1^{er} août 1923, ont été inaugurées au poste de la Tour Eiffel, les conférences d'hygiène destinées à diffuser dans le plus grand rayon possible toutes les mesures aptes à améliorer les conditions sanitaires de la France et de l'humanité, donnant ainsi une utilité pratique réelle aux émissions radiotéléphoniques.

Sous la présidence de M. Strauss, ministre de l'Hygiène, et de M. le général Ferrié, qui avait bien voulu favoriser la réussite de cette entreprise par tous les moyens en son pouvoir, comme c'est du reste son habitude, et dont nous devons le remercier personnellement ainsi que tous ses dévoués collaborateurs, la première conférence a été faite par le professeur Calmette, sous-directeur de l'Institut Pasteur, membre de l'Académie de Médecine et vice-président du Comité de Défense contre la tuberculose.

Des premiers renseignements reçus par le Comité national de Défense contre la tuberculose, 66, rue Notre-Dame-des-Champs, Paris (6^e), il résulte que la parole est fort bien entendue des divers points de la France et de pays étrangers; nul doute qu'il en sera de même pour les conférences qui se poursuivent chaque semaine, et qui permettront d'instruire en intéressant leurs auditeurs, tout en aidant aux progrès des sciences pures et appliquées.

La deuxième conférence fut consacrée par M. Roubinovitch à l'alcoolisme en France; la troisième par le professeur Léon Bernard, aux ravages causés par la tuberculose; dans la quatrième le Dr Léon Azoulay traite des empoisonnements par les champignons qui vont, comme chaque année à cette époque, faire de trop nombreuses victimes, et qu'il est cependant facile d'éviter en suivant

les instructions qui seront prodiguées aux périodes critiques.

Les mêmes sujets, le cancer, la syphilis, l'hygiène infantile, l'alimentation, et tous les sujets de l'hygiène générale qu'il n'est vraiment plus permis de négliger aujourd'hui, fourniront la matière inépuisable des conférences suivantes.

Répondant aux desiderata exprimés par de nombreux correspondants, M. Clavier a bien voulu faire, *par radio*, le 5 et le 19 septembre, deux conférences de technique, indiquant aux intéressés comment on doit recevoir ces transmissions selon la distance et les dispositifs employés, afin d'être exactement documenté sur les possibilités actuelles, de temps, de lieu et de matériel, et de mettre en garde aussi bien contre les déceptions que contre les exagérations des uns ou des autres.

Pour parfaire cette œuvre, il serait intéressant que les correspondants éventuels veuillent bien transmettre leurs observations, dans un intérêt commun, soit au Comité national de Défense contre la tuberculose, soit à M. Mesny, secrétaire général de la Société des Amis de la T. S. F., 21, rue Jacob, Paris (6^e).

Dr R. BOSQUAIN.

Réception de la téléphonie de FL sur galène. — Le lieutenant Caillat, chef du service radio de la Tunisie, nous signale le fait suivant :

On a reçu à Médénine (sud tunisien) sur simple galène, l'émission radiotéléphonique de FL de 23 heures. Pour les émissions de jour, un amplificateur est nécessaire.

Médénine est à 400 km au sud de Tunis et, par conséquent, à environ 2 000 de Paris.

L'antenne avec laquelle ce résultat remarquable a été obtenu est une antenne en T à quatre brins de 120 mètres à 50 mètres de hauteur.

Indicatifs des postes d'amateurs reçus. — M. Desgrouas, professeur à Vire (Calvados), nous communique la liste suivante des postes français qu'il a reçus sur ondes courtes :

8AA, 8AB, 8AL, 8AQ, 8BA, 8BF, 8BM, 8BN, 8CF, 8CS, 8XX.

Ces résultats ont été obtenus avec antenne basse de 30 mètres et deux lampes, une autodyne et une BF. Avec le même montage, M. Desgrouas a également reçu les émissions du poste OC45.

A propos de la retransmission des signaux ou de la téléphonie par les postes anglais et américains. — Nous signalions dans le n° 20 la retransmission des signaux horaires de FL sur 385 mètres par le poste anglais et nous demandions aux amateurs de nous communiquer leurs résultats d'écoute de cette retransmission.

Le Dr Vidal a répondu à notre appel et nous communique à ce sujet plusieurs renseignements intéressants.

A 21 h. 30, Londres 2LO transmet la Presse Reuter que tous les autres postes de broadcasting retransmettent sur leur onde propre.

La retransmission est si bonne qu'on a l'impression, paraît-il, d'avoir un récepteur apériodique, sur lequel on retrouve la même transmission sur plusieurs réglages.

Mais voici mieux. Le poste de broadcasting américain WEY, à 2 h. 55 gw. après ses deux heures de concert, retransmet les battements horaires du poste d'Annapolis NSS, sur environ 385 mètres de longueur d'onde. La retransmission sur onde courte dépasse très nettement en intensité la réception directe.

Voici donc qui est à la gloire des ondes courtes, car la puissance de NSS est considérablement supérieure à celle de WEY.

Nous remercions le Dr Vidal et le félicitons. Nous serions heureux si d'autres amateurs nous communiquaient des résultats aussi encourageants.

Ouverture au trafic radio-mari-time de la station côtière de Beyrouth (Syrie). — La Société Radio-Orient nous informe que la nouvelle station de Beyrouth a été ouverte au trafic le 20 août dernier. Cette station travaille sur les longueurs d'onde fixées par les règlements internationaux (450, 600, 800) et assure provisoirement les vacations suivantes :

6 à 10 temps moyen Greenwich.

12 à 16

Le poste utilisé est du type S. P. R. à impulsion et a réalisé aux essais une portée de plus de 500 milles nautiques. Son indicatif d'appel est FFD.

Nouveaux groupements locaux: La Radio-Touraine. — Sous ce nom vient de se créer une association dont le siège est à Tours, 4, rue Bernard-Palissy. Entre autres buts, le nouveau groupement se propose l'étude collective des nombreuses questions qui intéressent les radiotélégraphistes et dont la solution est locale. A cet effet il publie un bulletin et commence son travail par une enquête sur les brouillages dans la région. Nous serons heureux d'aider de tous nos moyens une initiative de ce genre, dont les résultats peuvent être pleins de conséquences utiles.

Radio-Club Forézien.

Le Radio-Club Forézien a, dans sa dernière réunion, nommé le conseil d'administration définitif, il se compose de :

INFORMATIO

Hygiène et Radiotéléphonie, par le Dr R. BOSQUAIN.

Le 1^{er} août 1923, ont été inaugurées au poste de la Tour Eiffel, les conférences d'hygiène destinées à diffuser dans le plus grand rayon possible toutes les mesures aptes à améliorer les conditions sanitaires de la France et de l'humanité, donnant ainsi une utilité pratique réelle aux émissions radiotéléphoniques.

Sous la présidence de M. Strauss, ministre de l'Hygiène, et de M. le général Ferrié, qui avait bien voulu favoriser la réussite de cette entreprise par tous les moyens en son pouvoir, comme c'est du reste son habitude, et dont nous devons le remercier personnellement ainsi que tous ses dévoués collaborateurs, la première conférence a été faite par le professeur Calmette, sous-directeur de l'Institut Pasteur, membre de l'Académie de Médecine et vice-président du Comité de Défense contre la tuberculose.

Des premiers renseignements reçus par le Comité national de Défense contre la tuberculose, 66, rue Notre-Dame-des-Champs, Paris (6^e), il résulte que la parole est fort bien entendue des divers points de la France et de pays étrangers; nul doute qu'il en sera de même pour les conférences qui se poursuivent chaque semaine, et qui permettront d'instruire en intéressant leurs auditeurs, tout en aidant aux progrès des sciences pures et appliquées.

La deuxième conférence fut consacrée par M. Roubinovitch à l'alcoolisme en France; la troisième par le professeur Léon Bernard, aux ravages causés par la tuberculose; dans la quatrième le Dr Léon Azoulay traite des empoisonnements par les champignons qui vont, comme chaque année à cette époque, faire de trop nombreuses victimes, et qui est cependant facile d'éviter en évitant

les instructions aux périodes

Les mêmes syphilis, l'hygiène, et tous les s. générale qu'il n'est permis de négliger au. niron la matière inépuisable

Répondant aux desiderata c par de nombreux correspon. M. Clavier a bien voulu faire, , radio, le 5 et le 19 septembre, deux conférences de technique, indiquant aux intéressés comment on doit recevoir ces transmissions selon la distance et les dispositifs employés, afin d'être exactement documenté sur les possibilités actuelles, de temps, de lieu et de matériel, et de mettre en garde aussi bien contre les déceptions que contre les exagérations des uns ou des autres.

Pour parfaire cette œuvre, il serait intéressant que les correspondants éventuels veuillent bien transmettre leurs observations, dans un intérêt commun, soit au Comité national de Défense contre la tuberculose, soit à M. Mesny, secrétaire général de la Société des Amis de la T. S. F., 21, rue Jacob, Paris (6^e).

Dr R. BOSQUAIN.

Réception de la téléphonie de FL sur galène. — lieutenant Caillat, chef du service de la Tunisie, nous signale avant :

On a reçu sur simple téphonique les em. est r. M. Tun 2000

isien) dioté- Pour cateur

ud de ntion

L'antenne avec laquelle ce
remarquable a été obtenu es
tenne en T à quatre brins de
tres à 50 mètres de hauteur.

CEPTION SUR ANTENNE ODIQUE

ETHENOD

Indicatifs des postes d'amateurs reçus. — M. Desgrouas, professeur à Vire (Calvados), nous communique la liste suivante des postes français qu'il a reçus sur ondes courtes :

8AA, 8AB, 8AL, 8AQ, 8BA, 8BF, 8BM, 8BN, 8CF, 8CS, 8XX.

Ces résultats ont été obtenus avec antenne basse de 30 mètres et deux lampes, une autodyne et une BF. Avec le même montage, M. Desgrouas a également reçu les émissions du poste OC45.

A propos de la retransmission des signaux ou de la téléphonie par les postes anglais et américains. — Nous signalions dans le n° 20 la retransmission des signaux horaires de FL sur 385 mètres par le poste anglais et nous demandions aux amateurs de nous communiquer leurs résultats d'écoute de cette retransmission.

Le Dr Vidal a répondu à notre appel et nous communique à ce sujet plusieurs renseignements intéressants.

A 21 h. 30, Londres 2LO transmet la Presse Reuter que tous les autres postes de broadcasting retransmettent sur leur onde propre.

La retransmission est si bonne qu'on a l'impression, paraît-il, d'avoir un récepteur apériodique, sur lequel on trouve la même transmission sans les réglages.

Voici mieux. Le poste américain Wey.

ses deux heures

net les battements

d'Annapolis

mètres de l'

mission

temper

te.

tion sur antenne apériodique
urtout auprès des amateurs
phoniques à ondes courtes.
d'appareil Reinartz, du
moins, le premier à en

Ouve.
time de
Beyrouth

Radio-Orient

velle station de

au trafic le 20 août

tion travaille sur les

fixées par les reglem.

naux (450, 600, 800) et a

rement les vacations suiva

6 à 10 temps moyen Gre

12 à 16

Le poste utilisé est du type S.

à impulsion et a réalisé aux essais a.

portée de plus de 500 milles nautiques

Son indicatif d'appel est FFP

sembles récepteurs

ésente note est de

ne un cas parti-

ement indiquée

g. 1) par :

Nouveaux groupements locaux

La Radio-Touraine — Sous ce

nom vient de se constituer un

dont le siège est à la rue Ber-

nard-Palissy à Tours

nouveau

collectif

qui se

et de

longueur dans

re;

accéder à l'antenne;

à l'

Président : M. Clapier, ingénieur en chef aux mines de Montrambert.

Vice-présidents : M. Vignal, conseiller d'arrondissement, à Saint-Bonnet-le-Château;

M. Claudinon, industriel, 6, avenue Président-Faure, Saint-Etienne.

Secrétaire : M. Peyrard, ingénieur I. E. G., 12, place Villebœuf, Saint-Etienne.

Secrétaire-adjoint : M. Gourbon, sous-chef de service des ventes aux mines de la Loire.

Trésorier : M. Despinasse, banquier, 24, rue Saint Jean, Saint-Etienne.

Bibliothécaire-archiviste : M. Clément, 25, avenue Président-Faure, Saint-Etienne.

Membres : M. Vergnaud, ingénieur I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Garnier, ingénieur I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Negadel, ingénieur I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Reymond, ingénieur, I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Rocher, professeur au lycée, rue des Armuriers, 15, Saint-Etienne.

M. Frossard, contrôleur des téléphones, 17, rue des Deux-Amis, Saint-Etienne.

M. Courbon, industriel, 75, rue de la Sablière, Saint-Etienne.

M. Vercasson, clerk de notaire, 26, rue du Puy, Saint-Etienne.

Il a été décidé d'entreprendre de suite les démarches nécessaires pour avoir un local afin d'installer un poste

récepteur et une bibliothèque. Plus tard, un cours de lecture au son sera organisé, puis un laboratoire d'essai, enfin l'installation d'un poste émetteur a été sérieusement envisagé.

Actuellement, le Radio-Club Forézien compte, tant en membres bienfaiteurs, honoraires ou actifs, 67 adhérents.

Pour tout renseignement, s'adresser à M. le Secrétaire du Radio-Club Forézien, 12, place Villebœuf, Saint-Etienne (Loire).

Petites annonces

Occasion exceptionnelle, poste Dugretet 3 lampes, état neuf, 500 francs. Robin, 42 bis, avenue Henri-Martin, Paris.

Deux Radiola 4 à céder à prix intéressant. Ecrire P. L., bureau du journal.

Poste détecteur-ampli 4 lampes avec grande bobine d'accord, marche parfaite, nu 450 francs.

Demande d'emploi

Ingénieur radiotélégraphiste, diplômé de l'Ecole supérieure d'Électricité et de la Faculté des Sciences de Bordeaux, cherche un emploi dans l'industrie en France, à l'étranger ou aux colonies. Ecrire au secrétaire général de la S. A. T. S. F. qui transmettra.

VIENT DE PARAÎTRE :

ANNUAIRE DE LA T. S. F.

Publié sous le patronage de la Société des Amis de la T. S. F.!

Document unique en France — Poids : 2 kgs 500

Etienne CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine, PARIS (6^e)

THÉORIE DE LA RÉCEPTION SUR ANTENNE APÉRIODIQUE

Par M. J. BETHENOD

Depuis deux ou trois ans, la réception sur antenne apériodique semble jouir d'une faveur très marquée, surtout auprès des amateurs désireux de recevoir les émissions radiotéléphoniques à ondes courtes. Ce type de récepteur est connu sous le nom d'appareil Reinartz, du nom de l'amateur qui semble avoir été, tout au moins, le premier à en préconiser l'emploi.

J'ai jadis publié ⁽¹⁾ une théorie générale des ensembles récepteurs actionnés par ondes entretenues. Le but de la présente note est de montrer comment la réception apériodique constitue un cas particulier de cette théorie, et pourquoi elle est plus spécialement indiquée avec les ondes courtes.

Conformément à nos études précédentes, désignons (fig. 1) par :

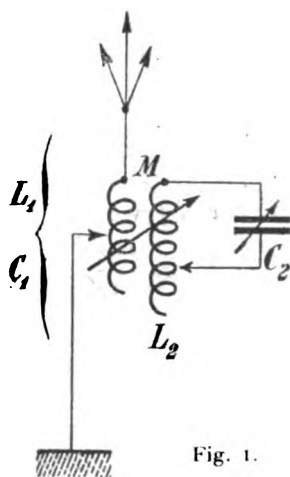


Fig. 1.

E , la force électromotrice induite par unité de longueur dans l'antenne de longueur l ;

I_1 , le courant dans le système antenne-terre;

I_2 , le courant dans le circuit secondaire, accouplé à l'antenne;

C_1 , la capacité du résonateur équivalent à l'antenne;

C_2 , la capacité du circuit secondaire;

L_1 et L_2 , les self-inductances totales correspondantes;

⁽¹⁾ Voir le *Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie*, 1909, band II, p. 603 et 1910, band III, p. 302.

R_1 et R_2 , les résistances ohmiques apparentes (on tient compte du rayonnement dans R_1);

M , le coefficient d'induction mutuelle créée entre les deux circuits par le transformateur de couplage;

ω , la pulsation des ondes.

La méthode employée dans l'article précité (voir aussi *La Lumière Électrique*, 2 octobre 1916, p. 1) est basée sur la résolution et la discussion des équations bien connues, dites du transformateur sans fer. Mais comme je l'ai montré plus récemment ⁽¹⁾, on peut aboutir beaucoup plus simplement au résultat de la façon suivante :

D'après le principe de la conservation de l'énergie, on écrit :

$$(1) \quad El I_1 \cos \varphi = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2,$$

φ étant l'angle de déphasage entre E et I_1 , et d'autre part :

$$(2) \quad I_2 = \frac{M \omega I_1}{Z_2},$$

$$\text{en posant } Z_2 = \sqrt{R_2^2 + \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}\right)^2}.$$

On en déduit :

$$(3) \quad I_2 = \frac{M \omega El \cos \varphi}{Z_2 R_1 + \frac{M^2 \omega^2}{Z_2} R_2}.$$

En fonction de φ et de M qu'on peut toujours prendre comme variables indépendantes, le maximum de I_2 a lieu pour :

$$(4) \quad \begin{cases} \cos \varphi = 1 \\ M \omega = \frac{\sqrt{R_1 Z_2}}{\sqrt{R_2}}, \end{cases}$$

et vaut :

$$(5) \quad I_{2\max} = \frac{El}{2 \sqrt{R_1 R_2}}.$$

Ainsi donc, moyennant les réglages définis par (4), le maximum de l'intensité dans le circuit secondaire est toujours le même, le nombre de réglages admissibles étant d'ailleurs illimité pour chaque installation.

Dans ces conditions, on a intérêt à rendre l aussi grand que possible, surtout avec une onde courte, puisqu'on peut toujours obtenir le réglage donnant la réception optimum, en agissant sur les constantes du circuit secondaire.

On peut donc, sans inconvénient à cet égard, ne faire aucun réglage d'accord sur le circuit antenne-terre qui devient ainsi apériodique.

⁽¹⁾ *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, octobre 1919.

Il est d'ailleurs facile d'expliciter la première des conditions (4); on sait, en effet, que la réactance *apparente* du circuit antenne-terre vaut :

$$L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} - \frac{M^2 \omega^2 \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right)}{Z_2^2}$$

(Formule du transformateur sans fer).

Cette réactance est nulle ($\cos \varphi = 1$) pour :

$$\frac{L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}}{L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}} = \frac{M^2 \omega^2}{Z_2^2},$$

c'est-à-dire, en tenant compte de la deuxième condition (4) :

$$(5) \quad \frac{L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}}{R_1} = \frac{L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}}{R_2}.$$

On retrouve ainsi un résultat établi précédemment (loc. cit.) par une tout autre méthode. Cette relation (5), indépendante du couplage, définit le rapport entre les diverses constantes des deux circuits.

On voit ainsi que si l'antenne est désaccordée ($L_1 C_1 \omega^2 \lesssim 1$), le réglage sur le circuit secondaire permet d'obtenir encore la réception optimum, mais ceci moyennant un désaccord identique. (Même rapport $\frac{\text{réactance}}{\text{résistance}}$.)

Bien entendu, les calculs ci-dessus ne s'appliquent que si l'on peut définir un résonateur équivalent au système antenne-terre; c'est évidemment le cas d'une antenne très désaccordée.

Enfin, si le détecteur est actionné potentiométriquement (triode), notamment au moyen du condensateur C_2 , les résultats ci-dessus demeurent valables en principe; on a alors intérêt à choisir C_2 aussi faible que possible et à agir surtout, pour le réglage, sur l'inductance L_2 .

En terminant, rappelons que les conditions (4) et (5) permettent d'écrire pour le couplage :

$$M^2 \omega^2 = Z_1 Z_2.$$

égalité qui ne peut être évidemment réalisée que par la présence de condensateurs dans l'un au moins des circuits couplés.

En outre, le cas du couplage direct par bobine de self-induction donnerait lieu aux mêmes considérations, ainsi que je l'ai démontré jadis (*).

J. BETHENOD.

(*) *Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie*, 1910, band III, p. 297.

Président : M. Clapier, ingénieur en chef aux mines de Montrambert.

Vice-présidents : M. Vignal, conseiller d'arrondissement, à Saint-Bonnet-le-Château :

M. Claudinon, industriel, 6, avenue Président-Faure, Saint-Etienne.

Secrétaire : M. Peyrard, ingénieur I. E. G., 12, place Villebœuf, Saint-Etienne.

Secrétaire-adjoint : M. Gourbon, sous-chef de service des ventes aux mines de la Loire.

Trésorier : M. Despinasse, banquier, 24, rue Saint Jean, Saint-Etienne.

Bibliothécaire-archiviste : M. Clément, 25, avenue Président-Faure, Saint-Etienne.

Membres : M. Vergnaud, ingénieur I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Garnier, ingénieur I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Negadel, ingénieur I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Reymond, ingénieur, I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Rocher, professeur au lycée, rue des Armuriers, 15, Saint-Etienne.

M. Frossard, contrôleur des téléphones, 17, rue des Deux-Amis, Saint-Etienne.

M. Courbon, industriel, 75, rue de la Sablière, Saint-Etienne.

M. Vercasson, clerc de notaire, 26, rue du Puy, Saint-Etienne.

Il a été décidé d'entreprendre de suite les démarches nécessaires pour avoir un local afin d'installer un poste

récepteur et une bibliothèque. Plus tard, un cours de lecture au son sera organisé, puis un laboratoire d'essai, enfin l'installation d'un poste émetteur a été sérieusement envisagée.

Actuellement, le Radio-Club Forézien compte, tant en membres bienfaiteurs, honoraires ou actifs, 67 adhérents.

Pour tout renseignement, s'adresser à M. le Secrétaire du Radio-Club Forézien, 12, place Villebœuf, Saint-Etienne (Loire).

Petites annonces

Occasion exceptionnelle, poste Duret 3 lampes, état neuf, 500 francs.

Robin, 42 bis, avenue Henri-Martin, Paris.

Deux Radiola 4 à céder à prix intéressant. Ecrire P. L., bureau du journal.

Poste détecteur-ampli 4 lampes avec grande bobine d'accord, marche parfaite, nu 450 francs.

Demande d'emploi

Ingénieur radiotélégraphiste, diplômé de l'École supérieure d'Électricité et de la Faculté des Sciences de Bordeaux, cherche un emploi dans l'industrie en France, à l'étranger ou aux colonies. Ecrire au secrétaire général de la S. A. T. S. F. qui transmettra.

VIENT DE PARAÎTRE :

ANNUAIRE DE LA T. S. F.

Publié sous le patronage de la Société des Amis de la T. S. F.

Document unique en France — Poids : 2 kgs 500

Etienne CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine, PARIS (6^e)

THÉORIE DE LA RÉCEPTION SUR ANTENNE APÉRIODIQUE

Par M. J. BETHENOD

Depuis deux ou trois ans, la réception sur antenne apériodique semble jouir d'une faveur très marquée, surtout auprès des amateurs désireux de recevoir les émissions radiotéléphoniques à ondes courtes. Ce type de récepteur est connu sous le nom d'appareil Reinartz, du nom de l'amateur qui semble avoir été, tout au moins, le premier à en préconiser l'emploi.

J'ai jadis publié ⁽¹⁾ une théorie générale des ensembles récepteurs actionnés par ondes entretenues. Le but de la présente note est de montrer comment la réception apériodique constitue un cas particulier de cette théorie, et pourquoi elle est plus spécialement indiquée avec les ondes courtes.

Conformément à nos études précédentes, désignons (fig. 1) par :

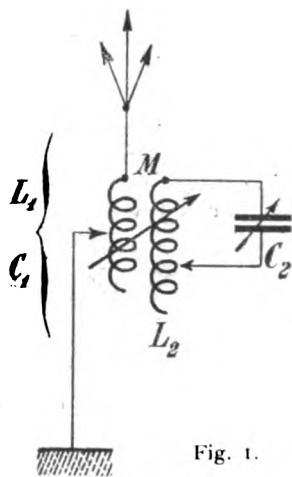


Fig. 1.

E , la force électromotrice induite par unité de longueur dans l'antenne de longueur l ;

I_1 , le courant dans le système antenne-terre;

I_2 , le courant dans le circuit secondaire, accouplé à l'antenne;

C_1 , la capacité du résonateur équivalent à l'antenne;

C_2 , la capacité du circuit secondaire;

L_1 et L_2 , les self-inductances totales correspondantes;

⁽¹⁾ Voir le *Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie*, 1909, band II, p. 603 et 1910, band III, p. 302.

Il est d'ailleurs rappelé aux amateurs d'écoute de transmissions lointaines sur petites longueurs d'onde que l'expédition Mac Millan, à bord du *Bowdoin*, passera tout l'hiver dans les régions polaires et fera tous les jours des émissions que les amateurs américains et européens sont instamment priés d'écouter. Les revues de T. S. F. ont donné tous détails utiles sur ces émissions, dont la réception est aussi possible en Europe qu'en Amérique, en raison de la position du *Bowdoin*, à distance égale du Havre et de Washington.

Les amateurs américains ont déjà pu, non seulement recevoir les émissions du Bowdoin, mais également lui faire parvenir les leurs. Sa position d'hivernage est à environ 10 milles (16 km) d'Etah (Groënland), par 78° 30' de latitude nord et 72° 20' environ, de longitude ouest.

Essais de transmission. — Les essais de transmission ont été, l'année dernière, beaucoup moins réussis, du côté européen, que ceux de réception, les amateurs américains n'ayant pu obtenir que leurs postes d'émission fassent un silence suffisant pendant les essais. Dans ces conditions, des signaux faibles n'avaient que très peu de chance d'être entendus.

Il n'en sera pas de même cette année, des dispositions légales ayant prescrit certaines heures de silence pour l'écoute du broadcasting, en raison du grand nombre d'émissions amorties encore employées par les amateurs américains.

De nouveaux essais de transmission auront donc lieu cet hiver en Europe : du 22 décembre au 10 janvier. Ils seront immédiatement suivis, à partir du 11 janvier, d'essais facultatifs privés et individuels de communication bilatérale, si les transmissions européennes sont convenablement reçues en Amérique.

Les amateurs français transmettront les 22, 24, 26, 28, 30 décembre et les 1^{er}, 3, 5, 7 et 9 janvier, de 1 h à 6 h (greenwich).

Les amateurs britanniques transmettront les 23, 25, 27, 29, 31 décembre et les 2, 4, 6, 8 et 10 janvier, aux mêmes heures.

Les longueurs d'onde françaises seront obligatoirement comprises entre 180 m et 200 m. La puissance employée ne pourra être (sauf autorisation spéciale à demander par les intéressés à l'Administration des P. T. T.) que celle officiellement autorisée pour chaque poste. Les amateurs qui voudraient transmettre sans autorisation avec une puissance supérieure ne pourraient le faire qu'à leurs risques et périls.

Tous les amateurs titulaires d'une autorisation de transmission sont instamment priés de prendre part aux essais, si faible que soit

la puissance dont ils disposent. Sur leur demande (adressée le plus tôt possible et, en tout cas, *avant le 5 décembre, dernier délai*, à M. le Président du Comité français des Essais transatlantiques, 97, rue Royale, Versailles), ils recevront en temps utile une série de mots de code, différents pour chacun des jours des essais et dont la transmission sera indispensable pour permettre l'identification de leur émission.

Ils devront, en adressant leur demande, faire connaître leur nom et leur adresse, leur indicatif, l'emplacement de leur poste, leur longueur d'onde et la puissance utilisée à l'alimentation.

Pour assurer le maximum de chances de réception et d'identification, les transmissions se feront de la façon suivante :

ARRL (répété trois fois) de (indicatif de la station émettrice répété trois fois); deux signaux de séparation; le mot de code répété trois fois, *en intercalant un signal de séparation*; enfin deux signaux de séparation, puis de nouveaux appels ARRL, etc.

Exemple : ARRL ARRL ARRL de 8ZZ 8ZZ 8ZZ == TARIK ==
TARIK == TARIK == ARRL ARRL ARRL de 8ZZ, etc...

Il est recommandé de transmettre le plus longtemps et le plus continuellement possible pendant les heures fixées pour les essais, afin de profiter de toutes les chances possibles de réception; de manipuler lentement et très distinctement, en formant et en séparant bien les lettres; et de se rapprocher le plus possible de la longueur d'onde de 200 mètres sur laquelle se concentrera l'écoute des amateurs américains.

Faute de l'observation de précautions semblables, un grand nombre d'émissions américaines n'ont pu être identifiées au cours des essais, bien qu'elles aient été parfaitement entendues.

Il est très peu probable, même en se rapprochant le plus possible de 200 mètres, que plusieurs émissions soient faites toujours exactement sur la même longueur d'onde et aux mêmes moments au cours des périodes de cinq heures par nuit affectées aux essais. Les amateurs qui ne transmettront pas pourront cependant contribuer au succès des essais en écoutant les transmissions et en signalant aux intéressés (dont les adresses ont été publiées par les revues de T. S. F.) les émissions qui auraient besoin d'un léger changement de longueur d'onde pour ne pas se superposer trop exactement à d'autres.

Les résultats de l'écoute américaine seront probablement transmis tous les trois jours à 20 h ou à 21 h (greenwich), par la station de

New Brunswick WII, à partir du 26 décembre. Ils seront sans doute répétés aussitôt par la station européenne correspondante de New Brunswick. Les renseignements définitifs à ce sujet seront communiqués ultérieurement. Une station d'amateur dont l'émission aura été entendue plusieurs fois en Amérique au cours de chaque période de trois jours ne sera citée, à chaque transmission, qu'une seule fois, mais un compte rendu général sera envoyé vers le 15 janvier par la « American Radio Relay League » et fera connaître combien de fois chaque station aura été entendue.

*
**

Transmissions supplémentaires. — Les amateurs britanniques ont exprimé le désir de pouvoir transmettre également pendant les deux premières heures des nuits attribuées aux amateurs français. Le Comité français n'a vu aucun inconvénient à accéder à leur demande.

Les amateurs français auront réciproquement la faculté de transmettre de 1 h à 3 h (greenwich) pendant les nuits affectées aux amateurs britanniques; ils emploieront alors le même mot que pendant la nuit française *précédente*.

Il sera ainsi possible aux stations françaises et britanniques qui le jugeront utile, de transmettre au cours de vingt nuits consécutives.

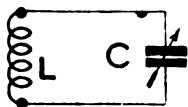
Pour le Comité,
Le Président : D^r Pierre CORRET.

MONTAGES ET TOURS DE MAIN

De quelques calculs simples de longueurs d'ondes. — Tous ceux qui s'intéressent à la radiotélégraphie ou à la radiotéléphonie à quelque titre que ce soit, connaissent maintenant la formule de Thomson

$$\lambda = 1884 \sqrt{LC}$$

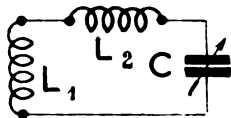
qui permet de déterminer la longueur d'onde d'un circuit oscillant dont on connaît la self L exprimée en microhenrys et la capacité C exprimée en microfarads, ou inversement de déterminer l'une quelconque des trois grandeurs connaissant les deux autres.



Mais il arrive souvent en pratique que le cas est moins simple que celui d'un circuit oscillant fermé, comprenant simplement une self et une capacité. Il arrive, par exemple, que le circuit comprend deux selfs en série ou 2 selfs en parallèles ou encore des capacités en série ou en parallèle.

A la vue de cette complication apparente, beaucoup renonceraient à déterminer les constantes de leur circuit et ils nagent dans la plus profonde incertitude.

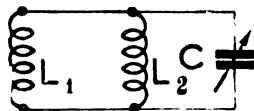
Nous allons essayer de revenir sur quelques lois élémentaires de l'électrotechnique que nous appliquerons à des cas simples qui ne rebuteront plus personne.



1° Si l'on ajoute plusieurs selfs en série L_1 et L_2 ... etc., et qu'elles soient placées de telle sorte que l'action de l'une sur l'autre soit négligeable, tout se passe comme si ces selfs étaient remplacées par une autre L dont la

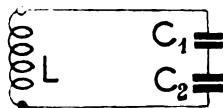
$$L = L_1 + L_2 + \dots \text{ etc.}$$

Si les selfs ont une action l'une sur l'autre, par exemple, si l'on considère 2 selfs montées en variomètre, on sait qu'il n'en est plus ainsi et que la self



résultante L varie entre une valeur plus petite que la somme et une valeur plus grande. Dans ce cas L n'est égal à la somme que quand les deux bobines sont rigoureusement perpendiculaires.

2° Si l'on met plusieurs selfs en parallèle, la self résultante L est plus petite que la plus petite des selfs. Sa



valeur se calcule par une formule bien connue

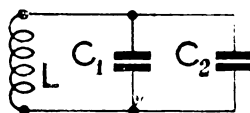
$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots \text{ etc.}$$

On voit que dans le cas de deux selfs en parallèle on trouve que

$$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$$

en supposant toujours que l'induction mutuelle soit nulle.

3° Si le circuit oscillant comprend plusieurs capacités en série, on peut,



Dans le calcul, remplacer toutes ces capacités par une seule C équivalente,

dont la valeur est donnée par la formule

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots \text{ etc.}$$

Dans le cas de deux capacités on a :

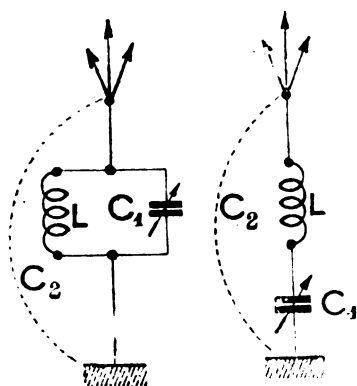
$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

4° Si les capacités sont en parallèle, la capacité équivalente C est égale à la somme de toutes les capacités.

$$C = C_1 + C_2 + \dots \text{ etc.}$$

Voyons maintenant un exemple pratique d'application de ces quelques formules :

Considérons deux circuits oscillants



constitués par un système antenne terre, une self et une capacité.

Dans le premier, le condensateur variable C_1 est en série, avec la capacité C_2 de l'antenne, dans le second, cette capacité C_1 est en parallèle avec la capacité C_2 de l'antenne.

On peut admettre grossièrement que la self d'une antenne est négligeable vis-à-vis de sa capacité et ne pas en tenir compte dans les calculs.

En calculant la capacité équivalente dans les deux cas, on trouve pour la longueur d'onde les valeurs suivantes :

$$\lambda = 1884 \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$$

quand les capacités sont en série et

$$\lambda = 1884 \sqrt{L(C_1 + C_2)}$$

quand les capacités sont en parallèle. Mais comment connaître la capacité de l'antenne ?

Il est pour cela un procédé de mesure

assez simple et suffisamment précis pour le genre de mesure que nous faisons. Sur un circuit oscillant formé d'un petit cadre et d'un condensateur variable, ou de la simple self d'un circuit oscillant avec un condensateur variable aux bornes, on repère un poste puissant que l'on peut recevoir sans antenne. On note soigneusement la valeur de la capacité avec laquelle on a obtenu l'accord, puis l'on branche l'antenne et la terre aux bornes de ce circuit et l'on cherche à nouveau le poste que l'on vient d'entendre. Le réglage est obtenu avec une capacité plus petite que la précédente ; la capacité cherchée de l'antenne est égale à la différence des deux capacités.

Pour que la mesure soit précise, il est nécessaire que le condensateur variable soit étalonné, c'est-à-dire qu'on sache exactement à quelle capacité correspond l'indication de l'index.

On peut néanmoins si l'on connaît la valeur maximum du condensateur, avoir une idée approximative de son étalonnage en admettant la proportionnalité de la capacité à l'angle de déviation.

Réception des postes anglais sur amplificateur à résistances.

— Voici un exemple de réception à grande distance qui vient confirmer les possibilités développées ici même par M. Brillouin, d'employer l'amplificateur à résistance pour les ondes courtes.

M. de Marsac a construit un amplificateur à trois lampes à résistances, la dernière lampe servant de détectrice et d'hétérodyne, qui lui permet de recevoir à Cannes, sur antenne en T à deux brins de 22 mètres et entrée de poste de 3 mètres, les postes de broadcasting anglais et français.

Quand les parasites le permettent, on obtient du haut-parleur en ajoutant deux étages basse fréquence.

L'amplificateur de M. de Marsac est construit d'après le schéma classique donné par M. Brillouin ; les résistances de plaque sont de 80000 Ω , les résistances de fuite de 4 Ω et les capacités de liaison de 0.5/1000 ^{e} de μ .

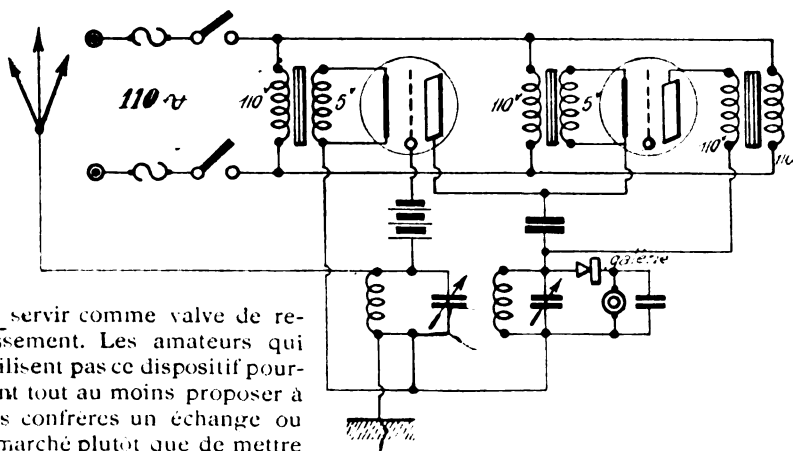
Un accident grave dans les lampes, mais qui n'entraîne pas

leur rebut. — Bien des amateurs se plaignent de la mauvaise qualité des lampes à trois électrodes. Entre autres accidents, en voici un dont ils sont parfois victimes : par suite d'une dilatation exagérée due souvent à l'excès de chauffage, ou à cause du mauvais centrage du filament à l'intérieur de la grille, il arrive que ces deux électrodes viennent en contact. Toute réception est de la sorte rendue impossible, car il n'y a plus moyen de faire osciller le potentiel de la grille vis-à-vis de celui du filament. Cependant, il serait désastreux de briser la lampe à laquelle ce fâcheux malheur est arrivé. En effet, si son utilisation comme détectrice ou amplificatrice est devenue impraticable, on peut encore

lampe resterait utilisable exactement dans les mêmes conditions.

De l'emploi de la réaction électrostatique pour les ondes cour-

tes. — La réaction est une opération qui devient très délicate aux courtes ondes, surtout si l'on désire un réglage souple fonctionnant bien sur toute une gamme. On sait qu'il y a deux systèmes de réactions possibles : la réaction par couplage électromagnétique et la réaction par couplage électrostatique. Ces deux modes de réaction sont employes, mais il est difficile de dire lequel est préférable. En effet, aux fréquences élevées, les capacités parasites créent des couplages entre circuits qui viennent modifier le fonctionnement normal de la réaction. C'est ce qui explique la grande diversité des opinions au sujet du montage à adopter.



s'en servir comme valve de redressement. Les amateurs qui n'utilisent pas ce dispositif pourraient tout au moins proposer à leurs confrères un échange ou un marché plutôt que de mettre au rebut des lampes qui peuvent encore rendre de grand services.

A titre documentaire, voici un schéma de poste fonctionnant complètement sur courant alternatif et utilisant justement une lampe à trois électrodes pour le redressement de la tension-plaque.

En examinant avec soin ce schéma, il saute aux yeux qu'il n'y a aucun inconvénient à ce que le filament touche la grille.

Il est aussi bien évident que si la grille était en contact, non pas avec le filament, mais avec la plaque, accident beaucoup plus rare, d'ailleurs, la

Dans un récent article, M. Lardry préconisait la réaction électromagnétique, signalant que sur son poste il n'avait pu accrocher par réaction électrostatique au-dessous de 400 mètres.

Au contraire, M. Bourcier nous écrit qu'avec une réaction électrostatique, il accroche depuis 150 mètres jusqu'à 4 000 mètres, avec une capacité de couplage de 0,15/1000^e de g/. En réalité, les deux modes de réaction ont leurs avantages et inconvénients propres, ils s'appliquent plus ou moins bien suivant les montages et le soin avec lequel ils ont été réalisés, mais aucun des deux n'est à rejeter a priori.

INFORMATIONS

Hygiène et Radiotéléphonie, par le Dr R. BOSQUAIN.

Le 1^{er} août 1923, ont été inaugurées au poste de la Tour Eiffel, les conférences d'hygiène destinées à diffuser dans le plus grand rayon possible toutes les mesures aptes à améliorer les conditions sanitaires de la France et de l'humanité, donnant ainsi une utilité pratique réelle aux émissions radiotéléphoniques.

Sous la présidence de M. Strauss, ministre de l'Hygiène, et de M. le général Ferrié, qui avait bien voulu favoriser la réussite de cette entreprise par tous les moyens en son pouvoir, comme c'est du reste son habitude, et dont nous devons le remercier personnellement ainsi que tous ses dévoués collaborateurs, la première conférence a été faite par le professeur Calmette, sous-directeur de l'Institut Pasteur, membre de l'Académie de Médecine et vice-président du Comité de Défense contre la tuberculose.

Des premiers renseignements reçus par le Comité national de Défense contre la tuberculose, 66, rue Notre-Dame-des-Champs, Paris (6^e), il résulte que la parole est fort bien entendue des divers points de la France et de pays étrangers; nul doute qu'il en sera de même pour les conférences qui se poursuivent chaque semaine, et qui permettront d'instruire en intéressant leurs auditeurs, tout en aidant aux progrès des sciences pures et appliquées.

La deuxième conférence fut consacrée par M. Roubinovitch à l'alcoolisme en France; la troisième par le professeur Léon Bernard, aux ravages causés par la tuberculose; dans la quatrième le Dr Léon Azoulay traite des empoisonnements par les champignons qui vont, comme chaque année à cette époque, faire de trop nombreuses victimes, et qu'il est cependant facile d'éviter en suivant

les instructions qui seront prodiguées aux périodes critiques.

Les mêmes sujets, le cancer, la syphilis, l'hygiène infantile, l'alimentation, et tous les sujets de l'hygiène générale qu'il n'est vraiment plus permis de négliger aujourd'hui, fourniront la matière inépuisable des conférences suivantes.

Répondant aux desiderata exprimés par de nombreux correspondants, M. Clavier a bien voulu faire, *par radio*, le 5 et le 19 septembre, deux conférences de technique, indiquant aux intéressés comment on doit recevoir ces transmissions selon la distance et les dispositifs employés, afin d'être exactement documenté sur les possibilités actuelles, de temps, de lieu et de matériel, et de mettre en garde aussi bien contre les déceptions que contre les exagérations des uns ou des autres.

Pour parfaire cette œuvre, il serait intéressant que les correspondants éventuels veuillent bien transmettre leurs observations, dans un intérêt commun, soit au Comité national de Défense contre la tuberculose, soit à M. Mesny, secrétaire général de la Société des Amis de la T. S. F., 21, rue Jacob, Paris (6^e).

Dr R. BOSQUAIN.

Réception de la téléphonie de FL sur galène. — Le lieutenant Caillat, chef du service radio de la Tunisie, nous signale le fait suivant :

On a reçu à Médénine (sud tunisien) sur simple galène, l'émission radiotéléphonique de FL de 23 heures. Pour les émissions de jour, un amplificateur est nécessaire.

Médénine est à 400 km au sud de Tunis et, par conséquent, à environ 2.000 de Paris.

L'antenne avec laquelle ce résultat remarquable a été obtenu est une antenne en T à quatre brins de 120 mètres à 50 mètres de hauteur.

Indicatifs des postes d'amateurs reçus. — M. Desgrouas, professeur à Vire (Calvados), nous communique la liste suivante des postes français qu'il a reçus sur ondes courtes :

8AA, 8AB, 8AL, 8AQ, 8BA, 8BF, 8BM, 8BN, 8CF, 8CS, 8XX.

Ces résultats ont été obtenus avec antenne basse de 30 mètres et deux lampes, une autodyne et une BF. Avec le même montage, M. Desgrouas a également reçu les émissions du poste OC45.

A propos de la retransmission des signaux ou de la téléphonie par les postes anglais et américains. — Nous signalions dans le n° 20 la retransmission des signaux horaires de FL sur 385 mètres par le poste anglais et nous demandions aux amateurs de nous communiquer leurs résultats d'écoute de cette retransmission.

Le Dr Vidal a répondu à notre appel et nous communique à ce sujet plusieurs renseignements intéressants.

A 21 h. 30, Londres 2LO transmet la Presse Reuter que tous les autres postes de broadcasting retransmettent sur leur onde propre.

La retransmission est si bonne qu'on a l'impression, paraît-il, d'avoir un récepteur aperiodique, sur lequel on retrouve la même transmission sur plusieurs réglages.

Mais voici mieux. Le poste de broadcasting américain WEY, à 2 h. 55 gw. après ses deux heures de concert, retransmet les battements horaires du poste d'Annapolis NSS, sur environ 385 mètres de longueur d'onde. La retransmission sur onde courte dépasse très nettement en intensité la réception directe.

Voici donc qui est à la gloire des ondes courtes, car la puissance de NSS est considérablement supérieure à celle de WEY.

Nous remercions le Dr Vidal et le félicitons. Nous serions heureux si d'autres amateurs nous communiquaient des résultats aussi encourageants.

Ouverture au trafic radio-marin de la station côtière de Beyrouth (Syrie). — La Société Radio-Orient nous informe que la nouvelle station de Beyrouth a été ouverte au trafic le 20 août dernier. Cette station travaille sur les longueurs d'onde fixées par les règlements internationaux (450, 600, 800) et assure provisoirement les vacations suivantes :

6 à 10 temps moyen Greenwich.

12 à 16

Le poste utilisé est du type S. F. R. à impulsion et a réalisé aux essais une portée de plus de 500 milles nautiques. Son indicatif d'appel est FFD.

Nouveaux groupements locaux:

La Radio-Touraine. — Sous ce nom vient de se créer une association dont le siège est à Tours, 4, rue Bernard-Palissy. Entre autres buts, le nouveau groupement se propose l'étude collective des nombreuses questions qui intéressent les radiotélégraphistes et dont la solution est locale. A cet effet il publie un bulletin et commence son travail par une enquête sur les brouillages dans la région. Nous serons heureux d'aider de tous nos moyens une initiative de ce genre, dont les résultats peuvent être pleins de conséquences utiles.

Radio-Club Forézien.

Le Radio-Club Forézien a, dans sa dernière réunion, nommé le conseil d'administration définitif, il se compose de :

Président : M. Clapier, ingénieur en chef aux mines de Montrambert.

Vice-présidents : M. Vignal, conseiller d'arrondissement, à Saint-Bonnet-le-Château ;

M. Claudinon, industriel, 6, avenue Président-Faure, Saint-Etienne.

Secrétaire : M. Peyrard, ingénieur I. E. G., 12, place Villebœuf, Saint-Etienne.

Secrétaire-adjoint : M. Gourbon, sous-chef de service des ventes aux mines de la Loire.

Trésorier : M. Despinasse, banquier, 24, rue Saint Jean, Saint-Etienne.

Bibliothécaire-archiviste : M. Clément, 25, avenue Président-Faure, Saint-Etienne.

Membres : M. Vergnaud, ingénieur I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Garnier, ingénieur I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Negadel, ingénieur I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Raymond, ingénieur, I. E. G., Compagnie électrique de la Loire.

M. Rocher, professeur au lycée, rue des Armuriers, 15, Saint-Etienne.

M. Frossard, contrôleur des téléphones, 17, rue des Deux-Amis, Saint-Etienne.

M. Courbon, industriel, 75, rue de la Sablière, Saint-Etienne.

M. Vercasson, clerc de notaire, 26, rue du Puy, Saint-Etienne.

Il a été décidé d'entreprendre de suite les démarches nécessaires pour avoir un local afin d'installer un poste

récepteur et une bibliothèque. Plus tard, un cours de lecture au son sera organisé, puis un laboratoire d'essai, enfin l'installation d'un poste émetteur a été sérieusement envisagé.

Actuellement, le Radio-Club Forézien compte, tant en membres bienfaiteurs, honoraires ou actifs, 67 adhérents.

Pour tout renseignement, s'adresser à M. le Secrétaire du Radio-Club Forézien, 12, place Villebœuf, Saint-Etienne (Loire).

Petites annonces

Occasion exceptionnelle, poste Ducretet 3 lampes, état neuf, 500 francs.

Robin, 42 bis, avenue Henri-Martin, Paris.

Deux Radiola 4 à céder à prix intéressant. Ecrire P. L., bureau du journal.

Poste détecteur-ampli 4 lampes avec grande bobine d'accord, marche parfaite, nu 450 francs.

Demande d'emploi

Ingénieur radiotélégraphiste, diplômé de l'Ecole supérieure d'Electricité et de la Faculté des Sciences de Bordeaux, cherche un emploi dans l'industrie en France, à l'étranger ou aux colonies. Ecrire au secrétaire général de la S. A. T. S. F. qui transmettra.

VIENT DE PARAÎTRE :

ANNUAIRE DE LA T. S. F.

Publié sous le patronage de la Société des Amis de la T. S. F.

Document unique en France — Poids : 2 kgs 500

Etienne CHIRON, Editeur, 40, rue de Seine, PARIS (6^e)

THÉORIE DE LA RÉCEPTION SUR ANTENNE APÉRIODIQUE

Par M. J. BETHENOD

Depuis deux ou trois ans, la réception sur antenne apériodique semble jouir d'une faveur très marquée, surtout auprès des amateurs désireux de recevoir les émissions radiotéléphoniques à ondes courtes. Ce type de récepteur est connu sous le nom d'appareil Reinartz, du nom de l'amateur qui semble avoir été, tout au moins, le premier à en préconiser l'emploi.

J'ai jadis publié ⁽¹⁾ une théorie générale des ensembles récepteurs actionnés par ondes entretenues. Le but de la présente note est de montrer comment la réception apériodique constitue un cas particulier de cette théorie, et pourquoi elle est plus spécialement indiquée avec les ondes courtes.

Conformément à nos études précédentes, désignons (fig. 1) par :

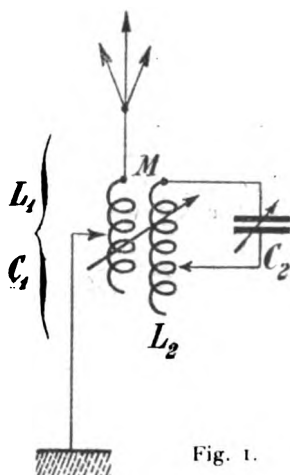


Fig. 1.

E , la force électromotrice induite par unité de longueur dans l'antenne de longueur l ;

I_1 , le courant dans le système antenne-terre;

I_2 , le courant dans le circuit secondaire, accouplé à l'antenne;

C_1 , la capacité du résonateur équivalent à l'antenne;

C_2 , la capacité du circuit secondaire;

L_1 et L_2 , les self-inductances totales correspondantes;

(1) Voir le *Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie*, 1909, band II, p. 603 et 1910, band III, p. 302.

R_1 et R_2 , les résistances ohmiques apparentes (on tient compte du rayonnement dans R_1);

M , le coefficient d'induction mutuelle créée entre les deux circuits par le transformateur de couplage;

ω , la pulsation des ondes.

La méthode employée dans l'article précité (voir aussi *La Lumière Électrique*, 2 octobre 1916, p. 1) est basée sur la résolution et la discussion des équations bien connues, dites du transformateur sans fer. Mais comme je l'ai montré plus récemment (¹), on peut aboutir beaucoup plus simplement au résultat de la façon suivante :

D'après le principe de la conservation de l'énergie, on écrit :

$$(1) \quad El I_1 \cos \varphi = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2,$$

φ étant l'angle de déphasage entre E et I_1 , et d'autre part :

$$(2) \quad I_2 = \frac{M \omega I_1}{Z_2},$$

$$\text{en posant } Z_2 = \sqrt{R_2^2 + \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right)^2}.$$

On en déduit :

$$(3) \quad I_2 = \frac{M \omega El \cos \varphi}{Z_2 R_1 + \frac{M^2 \omega^2}{Z_2} R_2}.$$

En fonction de φ et de M qu'on peut toujours prendre comme variables indépendantes, le maximum de I_2 a lieu pour :

$$(4) \quad \begin{cases} \cos \varphi = 1 \\ M \omega = \frac{\sqrt{R_1 Z_2}}{\sqrt{R_2}}, \end{cases}$$

et vaut :

$$(5) \quad I_{2\max} = \frac{El}{2 \sqrt{R_1 R_2}}.$$

Ainsi donc, moyennant les réglages définis par (4), le maximum de l'intensité dans le circuit secondaire est toujours le même, le nombre de réglages admissibles étant d'ailleurs illimité pour chaque installation.

Dans ces conditions, on a intérêt à rendre l aussi grand que possible, surtout avec une onde courte, puisqu'on peut toujours obtenir le réglage donnant la réception optimum, en agissant sur les constantes du circuit secondaire.

On peut donc, sans inconvénient à cet égard, ne faire aucun réglage d'accord sur le circuit antenne-terre qui devient ainsi apériodique.

(¹) *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, octobre 1919.

Il est d'ailleurs facile d'expliciter la première des conditions (4); on sait, en effet, que la réactance *apparente* du circuit antenne-terre vaut :

$$L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} - \frac{M^2 \omega^2 \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right)}{Z_2^2}$$

(Formule du transformateur sans fer).

Cette réactance est nulle ($\cos \varphi = 1$) pour :

$$\frac{L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}}{L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}} = \frac{M^2 \omega^2}{Z_2^2},$$

c'est-à-dire, en tenant compte de la deuxième condition (4) :

$$(5) \quad \frac{L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}}{R_1} = \frac{L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}}{R_2}.$$

On retrouve ainsi un résultat établi précédemment (loc. cit.) par une tout autre méthode. Cette relation (5), indépendante du couplage, définit le rapport entre les diverses constantes des deux circuits.

On voit ainsi que si l'antenne est désaccordée ($L_1 C_1 \omega^2 \lesssim 1$), le réglage sur le circuit secondaire permet d'obtenir encore la réception optimum, mais ceci moyennant un désaccord identique. (Même rapport $\frac{\text{réactance}}{\text{résistance}}$.)

Bien entendu, les calculs ci-dessus ne s'appliquent que si l'on peut définir un résonateur équivalent au système antenne-terre; c'est évidemment le cas d'une antenne très désaccordée.

Enfin, si le détecteur est actionné potentiométriquement (triode), notamment au moyen du condensateur C_2 , les résultats ci-dessus demeurent valables en principe; on a alors intérêt à choisir C_2 aussi faible que possible et à agir surtout, pour le réglage, sur l'inductance L_2 .

En terminant, rappelons que les conditions (4) et (5) permettent d'écrire pour le couplage :

$$M^2 \omega^2 = Z_1 Z_2.$$

égalité qui ne peut être évidemment réalisée que par la présence de condensateurs dans l'un au moins des circuits couplés.

En outre, le cas du couplage direct par bobine de self-induction donnerait lieu aux mêmes considérations, ainsi que je l'ai démontré jadis (*).

J. BETHENOD.

(*) *Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie*, 1910, band III, p. 297.

ÉTUDE OSCILLOGRAPHIQUE DE QUELQUES ÉMETTEURS A TRIODES

Par MM. A. DUFOUR,

Professeur à l'Ecole Centrale, chargé de cours à la Faculté des sciences

et R. MESNY,

Professeur d'hydrographie de la Marine.

Préambule. — L'étude théorique des oscillateurs permet de prévoir les relations qui existent entre les différents facteurs de leur fonctionnement, dans le cas où les variations de ces facteurs sont supposées sinusoïdales en fonction du temps.

Alberti et G. Zickner ⁽¹⁾ ont comparé la théorie à l'expérience dans le cas où le fonctionnement de l'oscillateur à lampes étudié est commandé par une excitation séparée. A cet effet, dans leurs expériences, un poste excitateur accessoire agit par induction sur un circuit-intermédiaire accordé, qui transmet à son tour, à la grille de l'émetteur en expérience, les variations sinusoïdales de tension assurant son entretien. Ils observent, au tube de Braün, la figure de Lissajous résultant des actions combinées de la grandeur particulière envisagée et d'un champ sinusoïdal auxiliaire convenablement réglé, l'analyse de la figure obtenue permet d'arriver à la connaissance de la courbe, représentant en fonction du temps la grandeur considérée, ils ont pu ainsi, pour quelques longueurs d'onde échelonnées entre 1000 et 1800 mètres, étudier les formes du courant oscillant, de la tension plaque, de la tension grille, du courant grille, en précisant d'ailleurs en même temps leurs diverses phases. Tous ces résultats sont relatifs au cas particulier où la tension grille varie sinusoïdalement, et ces auteurs ont constaté leur très bon accord avec les prévisions de la théorie, tant que le courant grille est supposé négligeable.

Dans la majorité des cas pratiques, l'excitation de l'oscillateur n'est pas créée par un autre circuit oscillant, et la variation de tension grille n'est pas nécessairement sinusoïdale. Les différents circuits du poste réagissant les uns sur les autres, il faut s'attendre à des complications provenant de la constitution des circuits utilisés.

⁽¹⁾ Alberti et G. Zickner, *Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie*, t. XIX, p. 2, 1922.

En vue d'arriver à la connaissance de ce qui se passe dans les oscillateurs, tels qu'on les emploie dans la réalité, c'est-à-dire le plus souvent avec auto-excitation, la complexité des réactions intérieures au poste indiquait l'emploi d'une méthode d'étude surtout expérimentale. Au lieu de passer, comme ci-dessus, par l'intermédiaire d'une figure de Lissajous, l'usage d'un oscillographe cathodique à inscription photographique nous permettait d'obtenir du premier jet le graphique figurant la variation, en fonction du temps, de la grandeur étudiée. Nous nous sommes donc proposés d'étudier, par une telle méthode oscillographique, le fonctionnement des oscillateurs dans leurs conditions réelles d'emploi.

L'étude préparatoire dont nous donnons ci-dessous quelques résultats doit être considérée comme une simple introduction à ce sujet, assez vaste si on veut le traiter à fond; nous avons surtout cherché ici à nous mettre au courant de la technique en observant quelques cas intéressants.

Nous nous sommes limités aux grandeurs principales, faciles à observer, comme : courant oscillant, tension plaque, tension grille et courant plaque, sans négliger la question de leurs phases respectives.

Bien que les données obtenues soient nécessairement incomplètes, elles suffiront cependant pour montrer combien le fonctionnement réel de ces oscillateurs diffère, en général, du cas simple théorique et l'intérêt qu'aurait leur étude oscillographique systématique et plus complète.

Dispositif expérimental. — Les circuits des oscillateurs employés sont des types courants et ne présentent aucune particularité importante; pour la commodité de l'exposition, leurs schémas seront donnés plus loin, en même temps que les résultats leur appartenant.

La triode employée était du type E_6 .

Voici ses caractéristiques :

Chauffage : $9^{\circ},5$; tension plaque 1 000 à 2 000 $^{\circ}$.

Courant de saturation : 0,4 ampère.

Puissance maxima que peut dissiper la plaque : 200 watts.

La portion rectiligne des courbes donnant l'intensité I_p du courant plaque pour une tension V_p de la plaque aux différentes tensions grilles U_g est représentée par la relation :

$$12000 I = V_p + 18 U_g - 485.$$

La résistance filament plaque est donc de 12000 $^{\omega}$ et le coefficient d'amplification en volts 18.

Le courant de chauffage provenait d'une batterie d'accumulateurs

soigneusement isolée du sol. La tension plaque était assurée par une dynamo à haute tension de faible puissance (1500 volts, 300 milliampères, 450 watts maximum). Dans nos expériences, la puissance mise en jeu n'atteignait pas le maximum, car la tension continue plaque est restée comprise entre 700 et 1350 volts, le courant moyen plaque entre 55 et 165 milliampères et la puissance débitée dans le circuit plaque a varié, suivant les cas, de 100 à 160 watts.

Le circuit oscillant, de résistance égale à environ 4 ohms, était constitué de manière à pouvoir fournir successivement les longueurs d'onde 2300 m ou 3350 m.

Le poste était réglé dans toutes les expériences de manière à se trouver au fonctionnement optimum, c'est-à-dire dans les conditions où la puissance soit maxima dans le circuit oscillant : on s'arrangeait, par tâtonnements, pour que l'intensité y soit la plus grande possible pour une tension continue plaque donnée, ce qui correspond d'ailleurs aux conditions de la pratique les plus fréquentes. On a vérifié dans les différents cas que le rendement en énergie était satisfaisant (60 à 65 %).

L'appareil enregistreur était constitué par l'oscillographe cathodique, tel qu'il a déjà été décrit dans *l'Onde Électrique* ⁽¹⁾, et dont on a utilisé seulement le dispositif de haute fréquence : les fréquences atteintes ici sont en effet comprises entre 100 et 300 000 environ ; l'allongement du tracé était provoqué par un champ magnétique auxiliaire produit par le courant d'un arc chantant faisant quelques milliers d'oscillations à la seconde.

Conformément à la technique oscillographique habituelle, l'enregistrement du courant oscillant se faisait par voie magnétique à l'aide d'un petit solénoïde connecté à demeure dans le circuit oscillant.

Les tracés des tension plaque et tension grille s'effectuaient par voie électrostatique en utilisant le champ d'un condensateur plan à armatures parallèles, d'écartement réglable à volonté, extérieures au tube, et qui étaient connectées d'une part au point commun et d'autre part respectivement à la plaque ou à la grille. Les connexions étaient aussi courtes que possible afin de ne pas perturber d'une manière constatable la courbe cherchée.

C'est aussi par voie électrostatique que la forme du courant plaque a été obtenue, afin d'éviter l'introduction d'une self nuisible

(1) Dufoar, *Onde Électrique*, t. I, n° 11, 12, pp. 638 et 639; t. II, n° 13, p. 19.

dans ce circuit. A cet effet, tous les montages comportaient une résistance sans self, de valeur comprise entre 700 et 1 000 ohms, mise en série dans le circuit plaque; le condensateur précédent de l'oscillographe était connecté aux deux extrémités de cette résistance, et la déviation électrostatique du faisceau cathodique traduisait ainsi les variations du courant plaque.

Nous avons laissé provisoirement de côté l'enregistrement du courant grille, bien que les recherches antérieures et les résultats obtenus ici montrent que son effet n'est pas négligeable.

Pour étudier les différences de phase que présentent entre elles les grandeurs précédentes, nous avons naturellement utilisé la méthode si commode des figures de Lissajous, où les deux grandeurs agissent simultanément à angle droit sur le faisceau enregistreur. Nous avons opéré ici de deux manières : avec ou sans balayage supplémentaire de la plaque photographique par le faisceau cathodique.

L'enregistrement de la figure de Lissajous fait avec balayage supplémentaire effectué parallèlement à l'un des deux azimuts rectangulaires de déviation, fournit évidemment une courbe déformée par suite du balayage, mais présente l'avantage de permettre de suivre, sur la plaque, le déplacement de la tache cathodique le long de la courbe de Lissajous.

Quand on opère l'enregistrement sans balayage, cette courbe reste naturellement fixe sur la plaque, telle qu'on l'aperçoit d'ailleurs sur l'écran fluorescent de l'oscillographe. Il est alors commode d'opérer ainsi lors de son inscription, si l'on veut avoir un tracé assez satisfaisant au point de vue finesse : le tube cathodique doit être alimenté par une machine électrostatique dont le débit est bien plus régulier que celui d'un transformateur avec redresseurs; il faut en outre n'effectuer l'enregistrement que lorsque la machine a pris son état de régime; il faut enfin qu'il dure un temps très court pour que le tracé ne s'empâte pas. A cet effet, on fait passer un courant continu accessoire dans un des enroulements utilisés de l'oscillographe, courant qui rejette la tache cathodique en dehors de la plaque; on obtiendra l'inscription convenable de la courbe de Lissajous envisagée, quand, le tube étant en fonctionnement, on supprimera pendant un instant très court le courant précédent; une durée d'interruption de l'ordre de $1/20^e$ de seconde fournit une courbe très suffisante comme intensité d'impression et finesse; celle-ci n'est d'ailleurs jamais bien considérable.

On va maintenant considérer séparément les divers montages employés et donner pour chacun d'eux les résultats obtenus.

1° MONTAGE EN TESLA OU MONTAGE A INDUCTANCE GRILLE SÉPARÉE

Nous avons d'abord utilisé le montage connu à inductance grille séparée, parce que les différents éléments qui le constituent sont bien distincts et qu'il paraît facile d'agir individuellement sur chacun d'eux. Le schéma de ce montage est donné dans la figure 1. La self

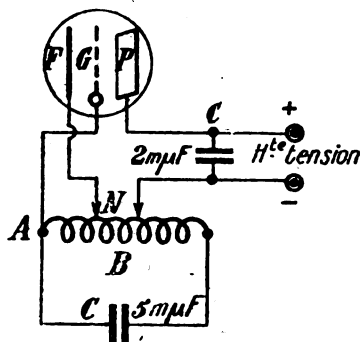


Fig. 1.

grille *b* couplée par induction avec la self *B* commune à la plaque et au circuit oscillant, peut se déplacer dans *B* afin qu'on puisse faire varier à volonté le couplage entre ces deux bobines.

Voici quelques données relatives aux conditions de l'oscillateur qui a fourni les résultats des figures 2 à 7. Les valeurs efficaces étaient mesurées avec un électromètre à quadrants.

V_p^c	V_p^{eff}	I_p^c	I_p^{eff}	U_g^{eff}	i_g^c	$I_{0.}$	λ	W_t	W_u	Rend ^t
1350 ^v	830 ^v	180 ^{ma}	270 ^{ma}	310 ^v	53 ^{ma}	6 ^{a,2}	2300 ^m	244 ^w	160 ^w	0,65

La figure 2 donne les graphiques réunis du courant oscillant, du courant plaque et des tensions grille et plaque qui sont respectivement reproduits, à partir des originaux photographiques, dans les figures 3, 4, 5 et 6. Les flèches marquées dans ces figures indiquent le sens du déplacement relatif de la tache cathodique par rapport à la plaque photographique. Les caractéristiques (courant plaque-tension plaque et tension grille-tension plaque) sont données dans les figures 7 et 8.

On a dessiné en outre sur la figure 6 qui reproduit la figure 7 à plus grande échelle, les courbes caractéristiques statiques et l'on a inscrit aux différents points du diagramme (I_p , V_p) les valeurs correspondantes de la tension grille, déduites du diagramme (U_g , V_p). On

remarquera qu'il y a en général concordance entre les tensions grille observées et celles qui résultent des courbes statiques; cependant,

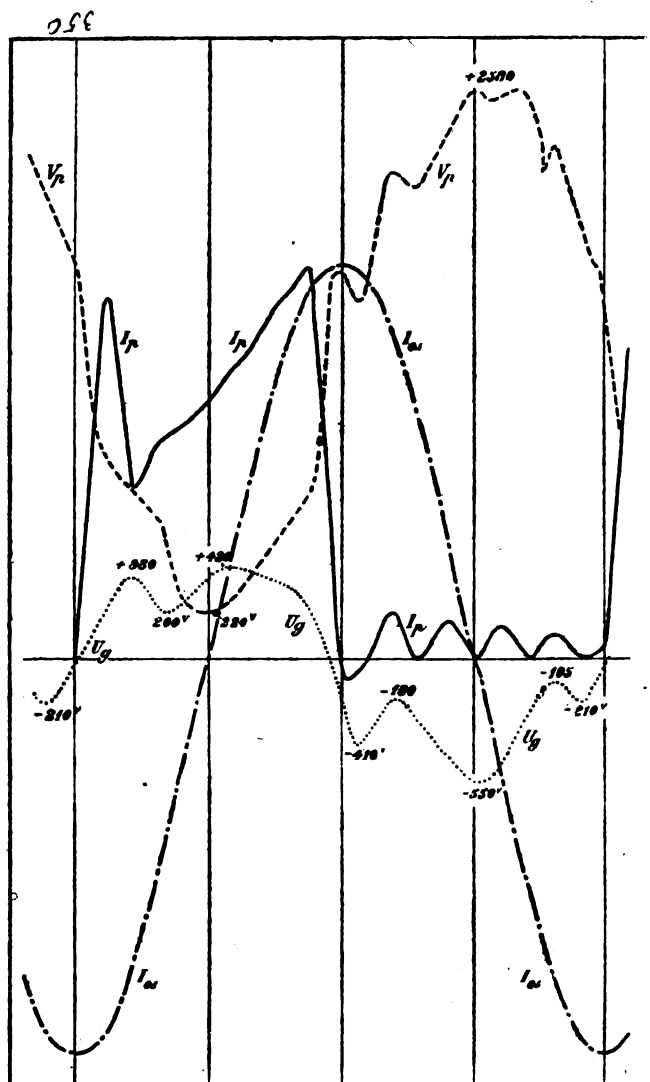


Fig. 2.

un écart important existe pour le point qui correspond au courant plaque minimum. Il n'y a cependant pas lieu de tirer des conclusions trop absolues de cet écart, car nous avons constaté après coup que les conditions dans lesquelles le diagramme de la figure 8 a

été relevé n'étaient pas absolument identiques à celles réalisées pendant le relevé du diagramme de la figure 7.

Un autre fait remarquable est l'existence de pointes de courant

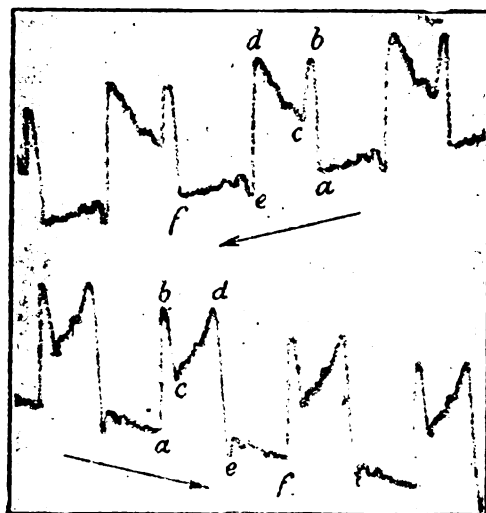


Fig. 3. — Courant plaque.

plaque dépassant la valeur du courant de saturation statique (0,4 ampère); le fait avait déjà été signalé dans l'étude d'Alberti et Zickner.

Ces anomalies ne se produisent pas dans les cas suivants (fig. 21

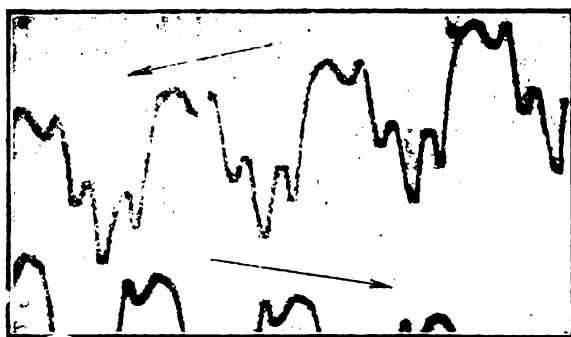


Fig. 4. — Courant grille.

et 36) en ce qui concerne l'intensité et sont beaucoup moins importantes en ce qui concerne les tensions grille, sauf cependant dans le cas de la figure 29 qui correspond à un montage anormal.

Dans le montage actuel, il y avait un certain nombre de spires mortes sur le circuit oscillant et le circuit plaque; en outre, la bobine *b* de grille, possédant aussi des spires mortes, était assez

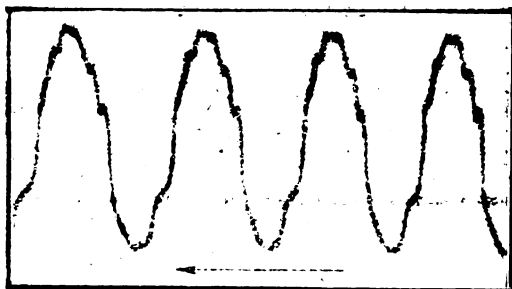


Fig. 5. — Tension plaque.

fortement couplée avec la self du circuit oscillant. Ce sont là des conditions qui, comme on sait ⁽¹⁾, sont particulièrement favorables à l'existence d'harmoniques qui apportent des irrégularités dans la courbe du courant plaque et dans celle de la tension grille.

Les phénomènes sont d'ailleurs assez compliqués comme le montre l'observation des courbes enregistrées, et il y a lieu, sans doute, de faire intervenir plusieurs causes dans leur interprétation.

La courbe de tension grille (fig. 4) montre que le courant grille

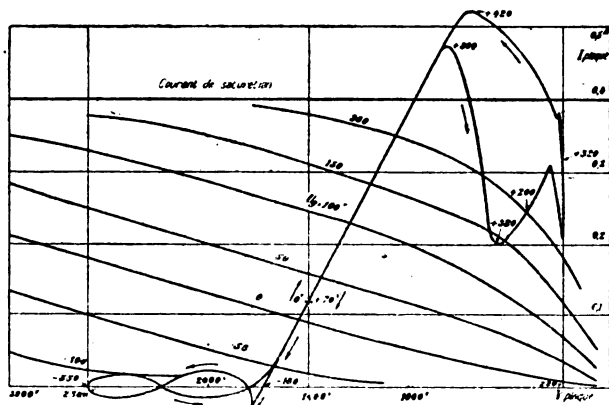


Fig. 6.

n'est pas négligeable. En effet, les oscillations de plus grande fréquence qu'on aperçoit dans la figure 4 ne présentent pas le même

(¹) Voir Gutton, *La lampe à trois électrodes*, conférences-rapports, p. 73.

aspect pour les alternances positive (partie supérieure de la période) et négative; l'harmonique qui prend naissance dans le circuit grille fournit des oscillations bien marquées dans l'alternance négative et étouffées dans l'alternance positive. Comme l'on sait ⁽¹⁾, la grille se comporte comme un conducteur isolé quand elle est négative, et comme un conducteur avec fuites quand elle est positive; cette dissymétrie dans l'aspect de la courbe traduit l'existence d'un courant grille notable.

Ainsi que l'ont signalé, en particulier, Alberti et Zickner, le courant grille précédent, retranchant au courant plaque un certain nombre d'électrons, provoque la dépression (*bcd*) du courant plaque

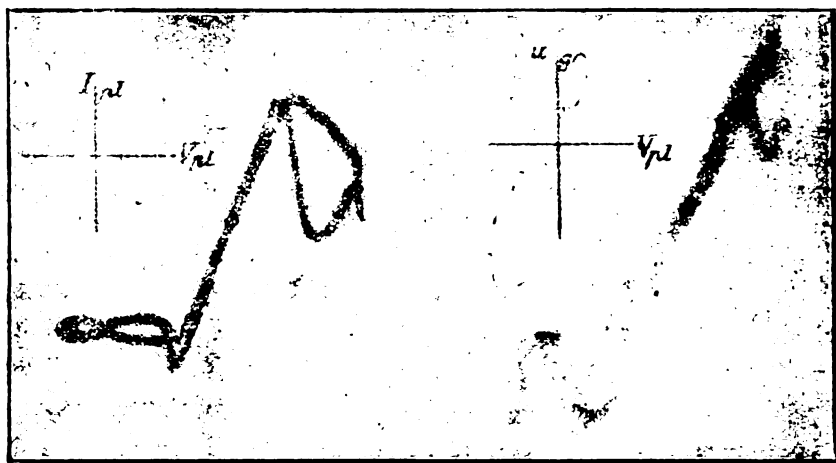


Fig. 7. — Caractéristique I_{pl} V_{pl} .

Fig. 8. — Caractéristique V_{pl} U_{gr} .

donné par la figure 3. Cette courbe montre que le courant plaque s'établit très brusquement (*ab* fig. 3), mais la grille devenant aussitôt positive, il en résulte la chute (*bc*) très brusque aussi, suivie d'une remontée plus lente. La disparition (*de* fig. 3) du courant plaque est aussi très brusque, la grille alors négative arrêtant tous les électrons qui constituaient le courant plaque. Ces variations d'intensité brusques déterminent les oscillations amorties de fréquence élevée qu'on voit en *cd* et *ef* (fig. 3); elles doivent correspondre en première approximation aux circuits oscillants $PC_1(BC)F$ et $PC_1(BC)bG$ de la figure 1.

L'expérience suivante nous a permis de constater qu'il en était

⁽¹⁾ Voir Gutton, *La lampe à trois électrodes*, conférences-rapports, p. 114.

bien ainsi. On disposa l'oscillographe de façon à produire la courbe de Lissajous correspondant à I_p et V_p et on examina directement cette courbe sur l'écran fluorescent; un circuit bouchon, constitué par une self et une capacité, fut intercalé entre C_1 et P . En manœuvrant la capacité variable, on ne constatait en général aucune variation dans la courbe; mais au moment où la fréquence propre du circuit bouchon atteignait des valeurs correspondant à 278 et 372 mètres de longueur d'onde, on observait une déformation brutale de la boucle que présente cette courbe sur la figure 6. En plaçant le bouchon

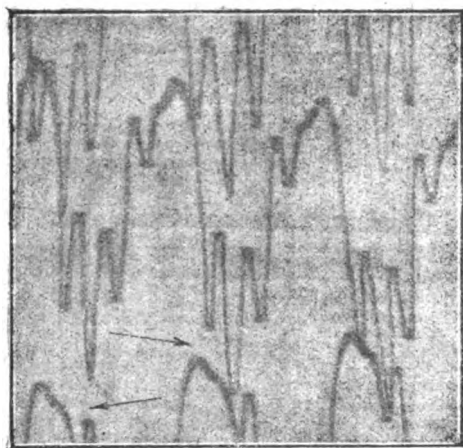


Fig. 9. — Tension grille.

entre B d'une part et b ou F d'autre part, on observait les mêmes déformations pour les mêmes fréquences.

Les mêmes effets se retrouvent dans la courbe de tension plaque de la figure 5; ils sont bien visibles dans l'alternance supérieure, correspondant au maximum de tension, pendant laquelle la plaque se comporte comme un conducteur isolé puisque le courant plaque est sensiblement nul; cet effet a disparu dans l'alternance inférieure où la plaque se comporte comme un conducteur non isolé.

On peut remarquer que les harmoniques du circuit grille décelés par la courbe de tension grille ne paraissent pas avoir de rapport, sauf la dépression bcd de la figure 3 précédemment signalée, avec ceux du circuit plaque. Chacun de ces deux circuits, liés entre eux par le circuit oscillant, semble pourtant garder son individualité au point de vue harmoniques, au moins en première approximation.

Les figures 6, 7 et 8 présentent les mêmes résultats que les

courbes précédentes, mais cette fois, sous la forme des caractéristiques (courant plaque-tension plaque) d'une part et (tension grille-tension plaque) d'autre part. On trouvera en particulier sur la figure 6, les valeurs numériques correspondant aux déviations enregistrées. Comme on doit s'y attendre, le courant plaque et la tension plaque oscillante sont en opposition de phase, ainsi que cette dernière et la tension grille, si l'on néglige les harmoniques.

La courbe obtenue pour le courant oscillant ne peut pas se différencier d'une sinusoïde; cela tient à ce que l'amplitude du courant

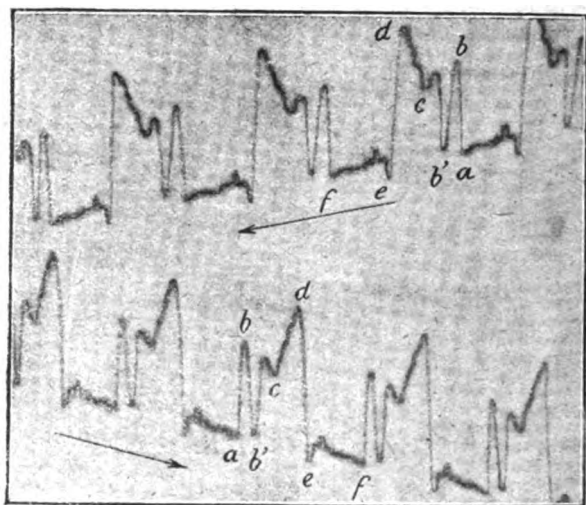


Fig. 10. — Courant plaque.

oscillant est incomparablement plus grande que celle du courant plaque, de sorte qu'il faudrait un procédé d'étude beaucoup plus sensible qu'un simple enregistrement pour déceler dans la courbe du courant oscillant, l'influence du courant plaque. Nous retrouvons ce même aspect du courant oscillant dans tous les cas, comme d'ailleurs on peut le prévoir facilement en se rappelant les phénomènes de résonance.

Il était intéressant de vérifier l'accord devant évidemment exister, entre les indications des enregistrements et celles des instruments de mesure ordinaires placés sur les circuits. Si l'on relève, par exemple, à une échelle agrandie, la courbe du courant plaque de la figure 3, il est possible de déterminer sur ce graphique les rapports des valeurs : intensité moyenne et intensité efficace de ce même courant.

Voici comment on peut faire cette vérification :

Avec la courbe du courant plaque en fonction du temps, on peut calculer l'intensité efficace par la relation

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt$$

i étant exprimé avec une unité arbitraire. Comme I_{eff} a été mesuré à l'électromètre, on peut déterminer l'échelle du croquis en comparant

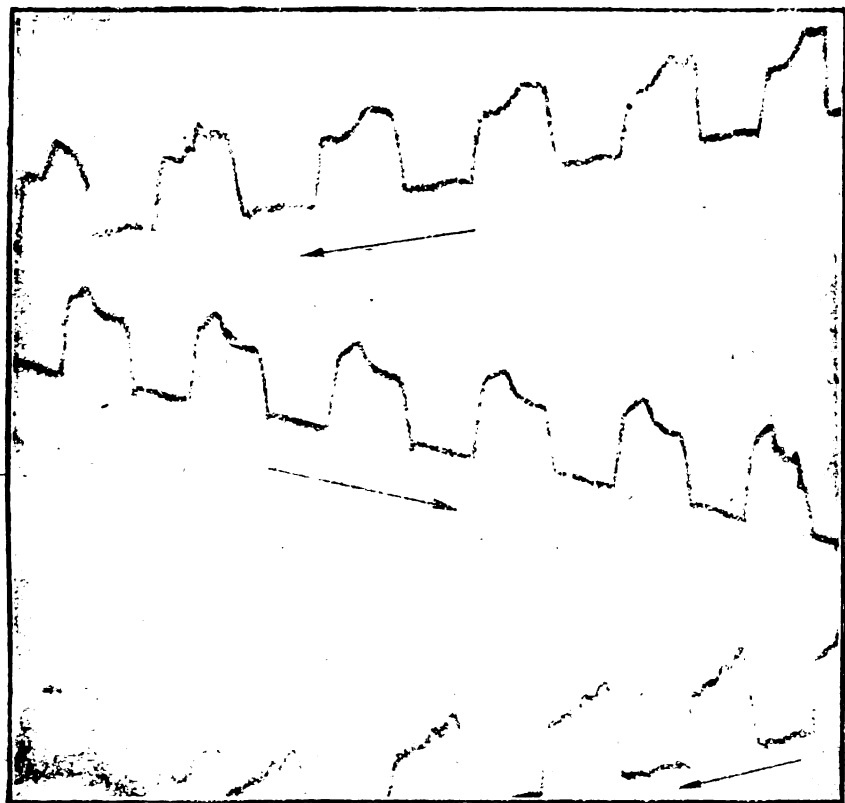


Fig. 11. — Courant plaque.

les valeurs calculée et mesurée. Il est ensuite facile d'obtenir l'intensité moyenne

$$I_m = \frac{1}{T} \int_0^T i dt$$

et de comparer la valeur obtenue avec celle fournie par le milliampèremètre continu placé dans le circuit plaque.

L'accord entre les valeurs calculées d'après le diagramme et celles données par les appareils de mesure s'est montré tout à fait satisfaisant.

Influence de la capacité C_1 . — La capacité C_1 de la figure 1, montée en dérivation aux bornes de la source à haute tension, est considérée comme destinée à laisser passer la composante oscillante du courant plaque. Nous avons constaté qu'elle intervient effectivement dans la constitution des harmoniques accompagnant le courant plaque, au double point de vue de leur intensité et de leur fréquence.

Les résultats précédents des figures 2 à 8 correspondaient à la valeur $C_1 = \frac{2}{1000} \mu\text{f}$; ceux des figures 9 et 10 sont relatifs au même montage, au même réglage, mais à une valeur beaucoup plus grande de cette capacité, égale ici à $\frac{21}{1000}$ de μf . Enfin, la figure 11 se rapporte

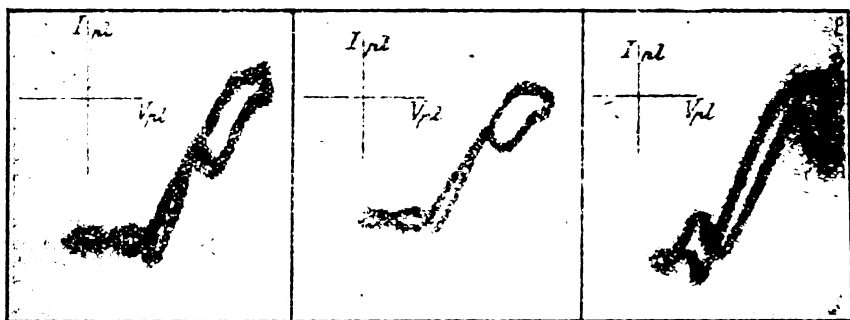


Fig. 12.

Fig. 13.

Fig. 14.

au cas où C_1 est complètement supprimé; il ne reste plus que la capacité des enroulements de la dynamo. En plus de la variation progressive du tracé résultant de la valeur de la capacité C_1 , ce dernier enregistrement présente des variations accidentelles du courant plaque curieuses de forme, les harmoniques changent d'une période à l'autre de l'oscillation fondamentale.

La courbe de tension grille de la figure 9 reproduit, en les exagérant, les oscillations d'ordre supérieur dont on avait constaté l'existence dans la figure 4; malgré la légère modification de forme subie par la courbe, l'allure générale est tout à fait analogue.

Tandis que la courbe du courant plaque de la figure 11 présente des accidents peu développés correspondant à une capacité C_1 nulle, la courbe de courant plaque de la figure 10 est, au contraire, très compliquée et apparaît en outre différente de la courbe donnée par la figure 3.

Le point inférieur b' est bien au-dessous de c dans la figure 10, tandis que dans la figure 3, ce point c marque la partie la plus basse de la dépression bcd . La courbe de la figure 10 peut s'interpréter en disant qu'elle est constituée de l'alternance positive de la figure 3 à laquelle on aurait ajouté une décharge oscillante très amortie. Il est d'ailleurs difficile de se rendre compte exactement de la façon dont se produisent ces oscillations; mais on peut remarquer que les choses se passent comme si, au moment où l'espace filament plaque devient brusquement conducteur, le condensateur chargé C_1 se déchargeait dans le circuit signalé précédemment $PC_1(CB)F$ dans la figure 1.

Dans cette manière de voir, la courbe de la figure 10 résulterait donc de deux effets : l'effet courant grille et l'effet décharge du condensateur C_1 .

La variation de fréquence est peu marquée, car C_1 est en cascade avec les autres capacités de son circuit; la variation d'intensité, au contraire très nette, est probablement liée à la valeur de cette capacité C_1 .

Influence de la tension moyenne grille. — Nous n'avons pas encore entrepris cette étude d'une manière systématique, mais les spécimens représentés par les figures 12, 13 et 14 suffisent pour montrer quelles profondes modifications la variation de la tension moyenne grille provoque sur les différents facteurs du poste. Chacun de ces spécimens donne la caractéristique (courant plaque-tension plaque) pour des tensions moyennes grille -50° , 0° , $+150^\circ$. Les deux courbes courant plaque et tension plaque sont chacune modifiées; le résultat le plus curieux est celui qui correspond au palier rectiligne pour le minimum de la tension plaque (fig. 14).

On doit noter que ces oscillogrammes ont été pris dans les conditions de fonctionnement différentes de celles indiquées plus haut; la tension plaque était seulement de 800 volts. Dans les trois cas, on avait modifié le couplage du circuit grille de façon à obtenir l'intensité maxima dans le circuit oscillant, mais on n'avait rien changé au nombre de spires du circuit plaque. L'intensité dans le circuit oscillant fut exactement la même dans les trois cas, mais le courant continu de la plaque fut respectivement de 75, 85 et 120 milliampères; celui de la grille fut de 21, 24 et 48 milliampères.

Cette étude doit d'ailleurs être complétée et étendue ultérieurement.

(A suivre.)

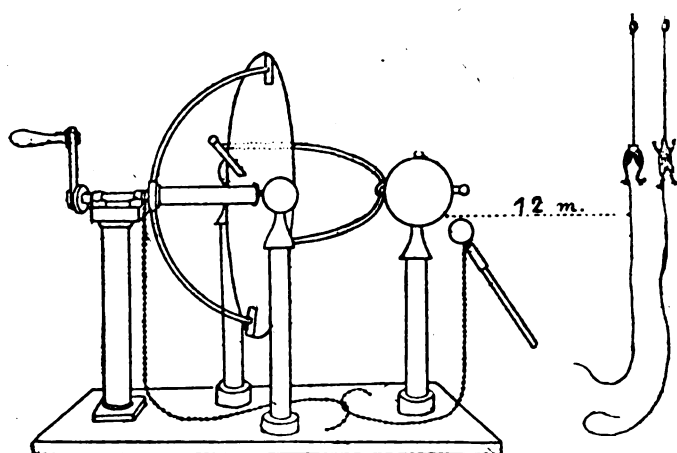
A. DUFOUR et R. MESNY.

UN PRÉCURSEUR FRANÇAIS DE LA T. S. F.

Par M. GUINCHANT

Dans son *Traité de Physique expérimentale et mathématique*, Biot décrit tome II (1816), les deux expériences suivantes :

I. — P. 453. « Suspendez par un cordon de soie une grenouille vivante à quelque distance du conducteur d'une machine électrique; attachez à l'une de ses jambes un cordon métallique très léger et flexible, qui la fasse communiquer avec le sol; puis, faites agir la machine, et à mesure que l'électricité se développe, tirez de temps en



BIOT 1816

Fig. 1.

temps des étincelles du premier conducteur, en lui présentant une tige de métal terminée en demi-sphère. A chaque explosion, vous verrez la grenouille tressaillir, quoiqu'elle ne soit pas dans l'arc de communication; ses électricités naturelles que l'influence du conducteur électrisé sépare, se rejoignent subitement chaque fois que cette influence est détruite, et excitent une commotion dans les organes de l'animal.

« Ces effets se produisent encore après la mort; pour les observer alors dans toute leur énergie, il faut tuer subitement la grenouille en lui coupant le corps en travers; après quoi on la dépouille et on la prépare. Alors l'irritabilité est telle que les contractions musculaires se produisent encore par l'influence d'une forte machine à la distance de dix ou douze mètres ».

La figure ci-jointe (fig. 1) traduit le texte de l'expérience précédente en réunissant différentes parties représentées séparément dans les planches de l'ouvrage et auxquelles l'auteur renvoie.

Nous dirions aujourd'hui que la décharge de l'oscillateur ouvert, constitué par les deux conducteurs de la machine, détermine un train d'oscillations électromagnétiques, produisant un courant oscillatoire dans l'antenne où est intercalée la grenouille comme détecteur. Biot a même signalé la mise au sol de cette antenne. Rappelons qu'en 1912, le D^r Lefevre a obtenu à Rennes avec une grenouille préparée, de très belles inscriptions des signaux horaires émis par la Tour Eiffel (C. R. hebdom. de la Soc. de Biologie, 25 mai 1912).

II. — P. 452. « On isole un conducteur cylindrique et on le fait toucher à la face d'une batterie qui communique avec le sol. Vis-à-vis une des extrémités de ce conducteur, on en place un autre aussi isolé,

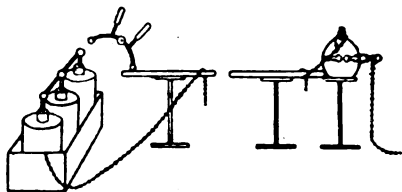


Fig. 2.

mais séparé du premier par un petit intervalle; au moment de la décharge, il s'échappe une étincelle du premier conducteur au second, et un électroscope placé sur ce dernier s'érige et s'abaisse en un instant. Si l'on veut terminer ce second conducteur par un pistolet de Volta, dont l'autre extrémité communique avec le sol, la décharge latérale enflammera le gaz (fig. 2). »

Lucas et Garrett, en 1892, ont employé l'explosion d'un mélange d'hydrogène et de chlore pour la détection des ondes électromagnétiques (*Phil. Magazine*, s. 5, t. 33, p. 299).

Il n'est pas contestable que Biot n'ait vu ni la cause du phénomène observé par lui, ni l'application possible à la transmission de signaux. Faut-il cependant conclure de ces textes que Biot a été l'un des premiers inventeurs de la télégraphie sans fil et de la télé mécanique? *Oui*, si l'on attribue une invention à l'auteur d'une observation utilisée plus tard d'une façon non prévue par le premier observateur. *Non*, si l'inventeur est, au sens scientifique comme au sens juridique, celui qui a présenté le premier une découverte sous forme explicite et réalisable.

J. GUINCHANT.

AU SUJET DU CIRCUIT FLEWELLING

Par M. E. FROMY

Ingénieur à l'E. C. M. R.

On parle beaucoup en ce moment, dans les revues radiotechniques, du montage à super-régénération Flewelling. Il n'est peut-être pas inutile de signaler aux lecteurs de *l'Onde Électrique* que ce montage n'est pas nouveau et que dans le numéro de mars 1923, sous le titre de : « Étude d'un procédé de réception par modulation à une lampe », j'en ai donné un schéma de principe en même temps qu'une étude détaillée des phénomènes mis en jeu.

Il n'est pas inutile non plus de préciser un peu la nature de ce circuit que l'on présente en général comme un circuit à super-réaction, comparable à ceux qu'a indiqués M. Armstrong. Or, un examen attentif montre que la similitude se réduit au seul fait que dans les deux dispositifs on provoque l'accrochage et le décrochage d'oscillations à haute fréquence à une fréquence ultra-sonore, ce qui permet d'utiliser l'action percutante de l'onde incidente sur l'accrochage, d'où la grande amplification.

Les différences, au contraire, sont assez marquées ; la plus importante est que, dans les circuits d'Armstrong, la fréquence de modulation reste constante, tandis que dans le montage actuel, cette fréquence est essentiellement variable et croît avec l'intensité de l'onde incidente, comme je l'indiquais dans l'étude mentionnée ci-dessus.

De plus, le mécanisme de la modulation et de la variation du courant moyen est assez différent.

Les modes d'utilisation sont au nombre de deux : l'un d'eux, auquel seul M. Flewelling semble avoir prêté attention, consiste à utiliser la variation de courant moyen et peut convenir à la réception de la téléphonie, quoique en général il soit bien difficile d'avoir une audition pure.

Un autre procédé, qui fait bien ressortir la différence avec les montages Armstrong, consiste à utiliser la variation de la fréquence de la modulation. Il suffit pour cela de prendre une résistance de grille assez forte pour rendre la modulation franchement musicale ; on peut alors l'entendre sans difficulté dans toute une pièce. Si une onde incidente non modulée vient influencer le circuit, le siffle-

ment devient plus aigu; si l'onde incidente est une entretenue modulée, la perturbation apportée dans le sifflement qui devient alternativement aigu et grave à la fréquence de la modulation de l'onde permet de suivre aisément une manipulation télégraphique.

Cette propriété est très sensible et rend possible l'écoute en haut-parleur d'un poste à peine audible avec une lampe à réaction ordinaire. Elle ne peut être utilisée que pour les réceptions télégraphiques et convient surtout pour les ondes entretenues modulées. Les ondes amorties produisent des phénomènes analogues, mais bien moins nets pour des raisons qu'il est inutile de détailler.

Notons enfin une légère différence entre le schéma de principe que j'indiquai et le schéma de Flewelling qui relie le circuit de grille au pôle + de la batterie de plaque et non au filament. Cette différence apparente ne change rien au fonctionnement du poste et nécessite tout au plus quelques modifications dans les caractéristiques du circuit.

Remarque. — Une erreur de pagination dans l'impression du numéro de *l'Onde Électrique* de mars 1923 rend obscur le texte auquel il est fait allusion plus haut. La page 173 tout entière doit être intercalée entre la seizième et la dix-septième ligne de la page 169.

E. FROMY,

Ingénieur à l'E. C. M. R.

STATIONS ÉMETTRICES DE RADIOTÉLÉPHONIE

LES ÉMISSIONS RADIOLA

L'Auditorium. — L'Auditorium est provisoirement installé dans l'immeuble des Compagnies associées de T. S. F., 79, boulevard Haussmann. Il est au sous-sol, dans une simple cave aménagée pour la circonstance et dont les murs ont été tapissés de tentures afin d'interdire l'accès des bruits extérieurs. Évidemment, avec des moyens de fortune, on n'a pu obtenir une acoustique parfaite et une nouvelle organisation est envisagée.

Les ondes sonores qui vibrent dans cette salle viennent impressionner un microphone placé loin des artistes, mais très sensible, puisque, situé dans n'importe quel endroit d'une salle de théâtre, il serait suffisant pour enregistrer la parole et la musique.

Dans le circuit du microphone, les ondes provoquent des variations de courant électrique qui sont amplifiées au moyen d'un amplificateur microphonique à lampes et transportées par câble souterrain jusqu'à la station radioélectrique de Levallois.

Le microphone à grenaille est maintenant abandonné. On étudie et expérimente d'autres types de microphones, soit électromagnétiques, soit électrostatiques.

Poste d'émission de Levallois.

Salle d'émission. — La salle d'émission comporte deux postes d'émission complets dont l'un sert de poste de secours en cas d'avarie du premier.

Chaque poste comporte un ensemble redresseur fourpissant le



Fig. 1. — Auditorium de Levallois.

courant continu à haute tension, un ensemble générateur d'oscillations entretenues, un ensemble modulateur et un ensemble amplificateur à haute fréquence.

1° *L'ensemble redresseur.* — La station est alimentée en courant monophasé à 1 000 périodes qui est transformé en courant continu au moyen de valves redresseuses.

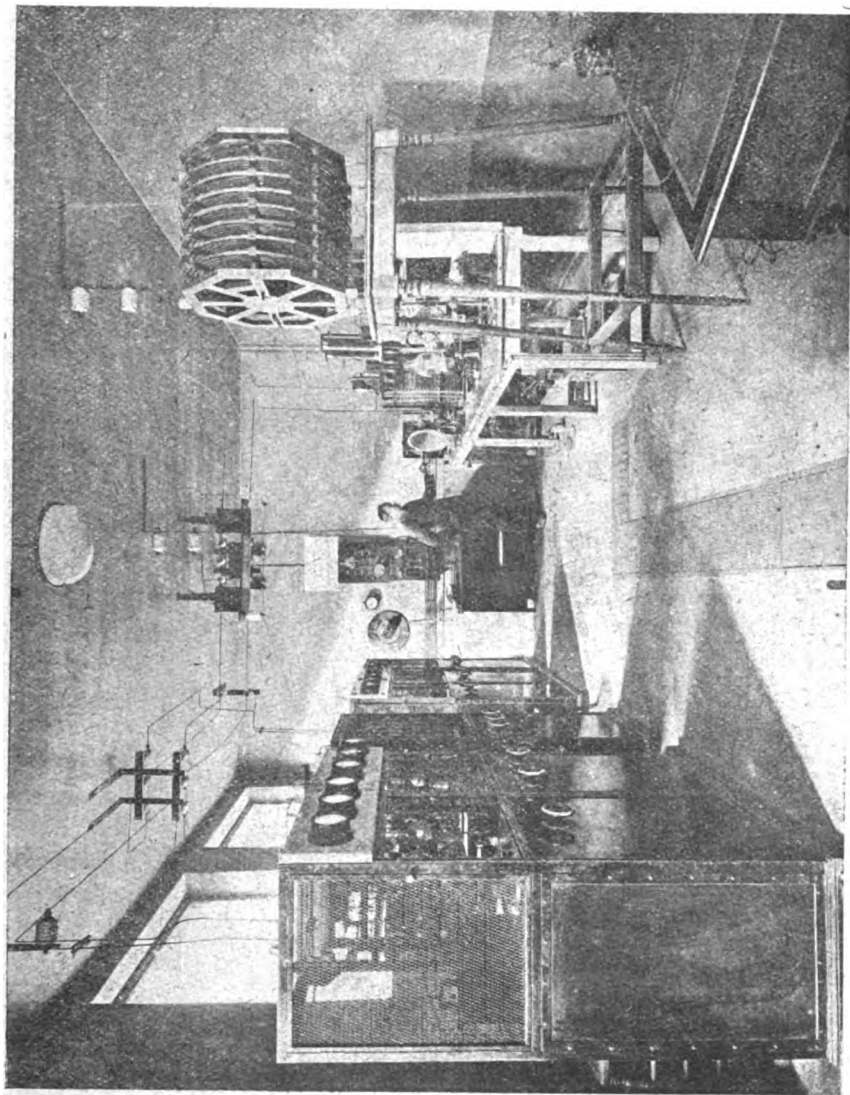


Fig. 2. — Émetteur de Levallois.

2° *L'ensemble générateur d'oscillations entretenues.* — Les caractéristiques principales de l'ensemble générateur sont les suivantes :

Un générateur à haute fréquence de faible puissance utile excite un amplificateur à haute fréquence; le courant oscillant ainsi amplifié est transmis à l'antenne par couplage très lâche.

La modulation de la parole se fait sur l'amplificateur à haute fréquence.

Le générateur est une lampe d'une puissance oscillante de 1 500 watts.

Sa plaque est alimentée en courant redressé à 10 000 volts.

Un variomètre servant à l'accord et un ampèremètre sont placés en série dans l'antenne avec la self-inductance de couplage.

En modulant sur l'amplificateur, on obtient une modulation totale sans risquer le décrochage des oscillations.

Le montage de l'antenne se fait en excitation indirecte, pour éviter l'émission d'harmoniques qui seraient une cause de gêne pour les services voisins.

3° *Circuits de modulation.* — Le courant microphonique agit par un transformateur sur la grille d'une lampe de 1 500 watts dont la plaque est alimentée par la source à haute tension, et qui commande deux lampes d'un type spécial, qui seraient susceptibles de dissiper chacune 1 kw.

4° *Circuit d'amplification à haute fréquence.* — Le circuit oscillant commandé par la lampe amplificatrice est identique à celui qui commande le générateur.

La self-inductance du circuit comporte une partie mobile servant au couplage de l'antenne.

Antenne. — L'antenne est du type en nappe à quatre fils, elle est soutenue par deux pylônes de 60 m placés à 110 m de distance.

La descente prise à une extrémité de la nappe comporte également quatre fils réunis à la partie inférieure à l'entrée de poste.

La longueur d'onde fondamentale de cette antenne est de 1 000 m, sa capacité est de 1,4 m μ F.

Son rendement est relativement faible du fait du voisinage de grands halls métalliques faisant partie de l'usine. D'autre part, pour des raisons locales, le poste d'émission est placé assez loin des pylônes.

L'orientation de l'antenne est est-ouest.

La prise de terre est constituée par 400 mètres carrés de plaque de zinc.

Le poste de Levallois que nous venons de décrire sommairement

est un poste provisoire, établi dans l'usine même de la Société française Radioélectrique et destiné à des expériences, et non pas à assurer un service de radiophonie régulier. En particulier, son rendement est moins bon qu'il pourrait l'être, à cause des masses métalliques de toutes sortes qui l'environnent et de son alimentation soumise à toutes les variations des ateliers voisins. Il est commandé par des lignes téléphoniques aériennes, volantes, assez médiocres, et

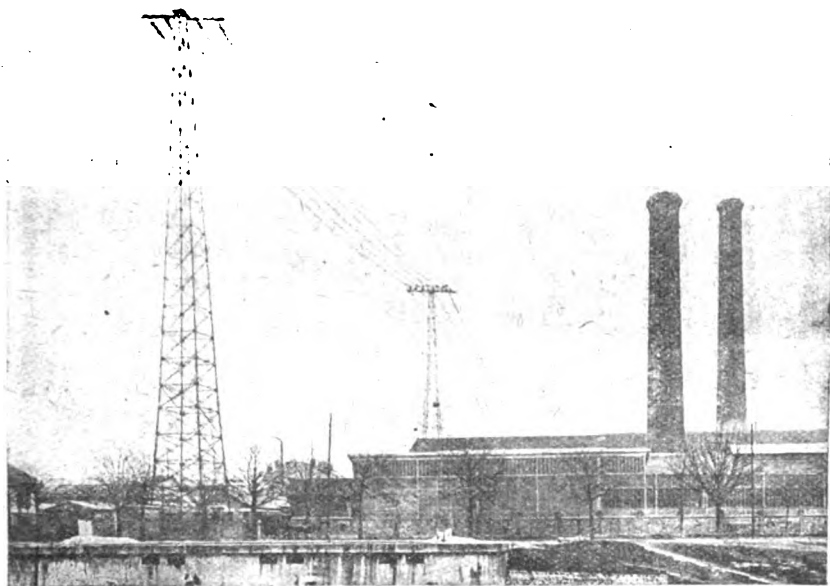


Fig. 3. — Antenne de Levallois.

qui sont cause de nombreuses perturbations en apportant au poste non seulement les modulations de l'auditorium, mais aussi des modulations parasites résultant en particulier de lignes de transport de force voisines.

La Compagnie française de Radiophonie, qui vient de se constituer, va monter une station plus puissante, mieux placée et munie d'une meilleure antenne. Ce poste sera établi uniquement en vue de la radiophonie, chose capitale que le poste de Levallois n'avait pas la prétention de réaliser.

Il est bon d'insister sur ce fait, qu'un poste destiné à assurer un service de diffusion de bonne qualité doit être établi d'une façon tout à fait spéciale et différente, non seulement d'un poste de télégraphie sans fil, mais encore d'un poste de téléphonie sans fil ordinaire.

LA STATION DE LONDRES

La station de « Broadcasting » de Londres a pour indicatif d'appel LO et est installée provisoirement dans l'immeuble de la Marconi House.

L'énergie nécessaire est fournie par le secteur sous la tension continue de 200 volts. Ce courant alimente un moteur de 10 HP qui est directement couplé à un alternateur monophasé de

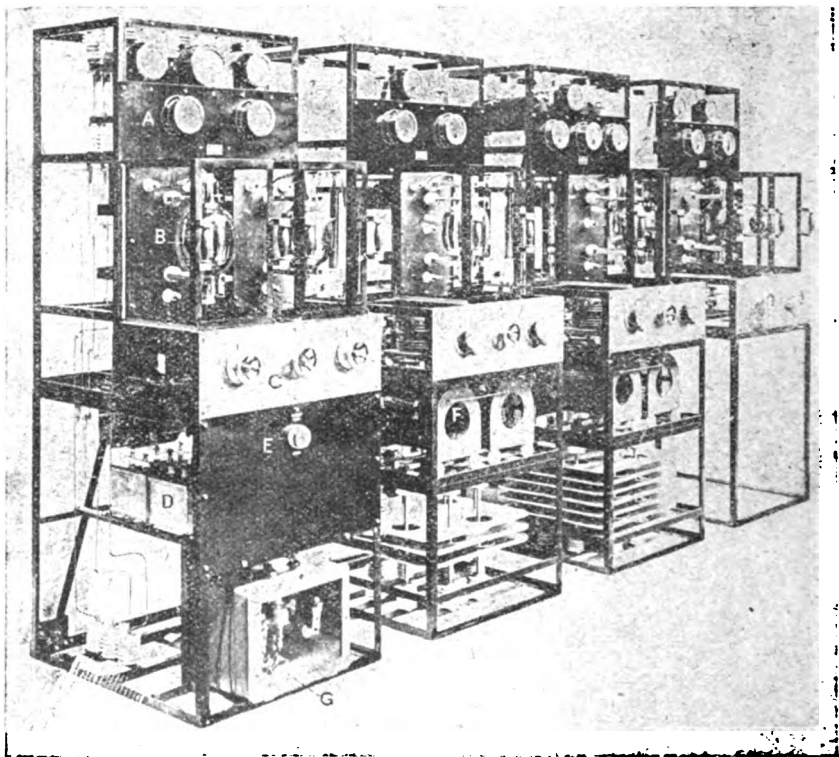


Fig. 4. — Poste de Londres.

6 kw 300 périodes. Cet alternateur fournit du courant alternatif à 500 volts.

Un second groupe moteur-alternateur de secours est prévu en cas de panne du premier.

Le courant alternatif est envoyé, au sommet de l'immeuble, dans le primaire d'un transformateur de 6 kw.

L'appareil émetteur consiste en quatre panneaux représentés

figure 4. Le premier de ces panneaux contient l'équipement redresseur destiné à transformer le courant alternatif en courant continu à une tension d'environ 10 000 volts. Cette transformation est effectuée au moyen de deux lampes redresseuses.

Le courant redressé passe à travers une série de filtres destinés à supprimer les ondulations restantes du courant redressé. Le courant ainsi obtenu est moins ondulé que le courant qui serait fourni par un générateur à courant continu : non filtré, les phénomènes de commutation et les irrégularités des étincelles aux balais entraînent toujours, en effet, une certaine ondulation du courant continu engendré.

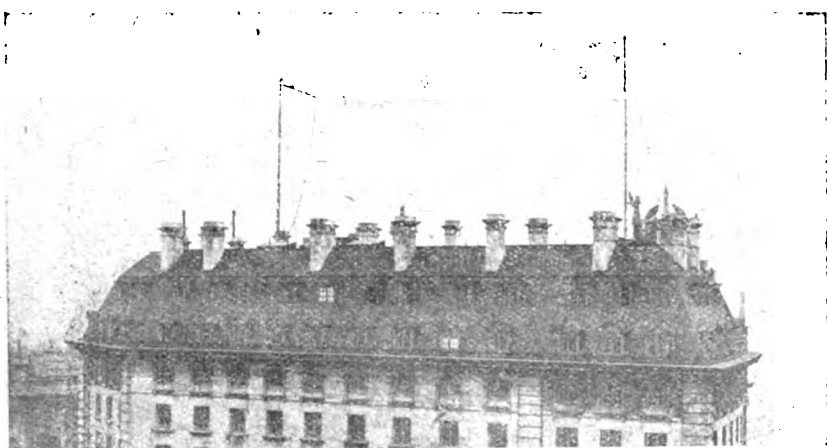


Fig. 5. — Antenne de Londres.

Le second panneau est celui de la lampe génératrice, il comprend un circuit oscillant formé d'un condensateur et d'une inductance. La grille de la lampe est connectée à la terre et au filament par l'intermédiaire d'une résistance élevée shuntée par un petit condensateur. Le courant de chauffage de la lampe est fourni par une batterie d'accumulateurs de 40 volts et de 330 ampères-heure de capacité. Cette batterie fournit également le courant de chauffage de la lampe amplificatrice et des lampes modulatrices.

Le troisième panneau est le panneau de la lampe amplificatrice de haute fréquence. Sur ce panneau est monté un circuit fermé oscillant. Les oscillations à haute fréquence engendrées par la première lampe sont amplifiées par cette seconde lampe.

Dans le fil de plaque de la lampe amplificatrice est insérée une inductance élevée appelée « inductance de parole » et qui sert à faire

varier, suivant la modulation de la voix, le potentiel de plaque de la lampe. Chaque variation est transmise à l'antenne où elle se superpose à l'onde porteuse.

Le quatrième panneau est le panneau des lampes modulatrices; ces lampes sont au nombre de deux. L'anode de la première est connecté par une résistance et par une inductance de protection à l'inductance de parole. La grille de cette lampe est connectée par une résistance à la borne négative de la source à haute tension, et à travers un condensateur à l'anode de la seconde lampe. La grille de cette dernière lampe est reliée par un transformateur à la borne négative de la source à haute tension. Le primaire de ce transformateur est connecté au circuit microphonique de la salle de concerts.

Quand on parle ou chante devant le microphone, la variation de résistance produite par la voix entraîne une variation de courant qui, par l'intermédiaire d'un transformateur, produit une variation du potentiel de grille de la seconde lampe modulatrice; celle-ci agit à son tour sur la première lampe modulatrice, et la voix fait aussi varier le potentiel de plaque de la lampe amplificatrice, et par conséquent le courant à haute fréquence de la lampe oscillatrice.

L'antenne consiste en deux prismes tendus à huit mètres l'un de l'autre (fig. 5). Chacun des prismes comporte quatre brins; ils sont suspendus à des mâts dont la hauteur au-dessus du toit est d'environ 15 mètres; la longueur totale de l'antenne est d'une trentaine de mètres. Le toit en plomb, la structure en acier et les paratonnerres du bâtiment sont reliés ensemble pour former une terre commune.

Puissance totale mise en jeu : 6 kw.

Courant d'antenne : 6 à 7 ampères.

Les propriétés acoustiques de l'auditorium où se réunissent les artistes ont été spécialement étudiées. Au milieu de la salle se trouve un microphone autour duquel sont convenablement groupés les différents instruments, de façon à ce qu'aucun instrument ne prédomine sur les autres. Dans le cas de duos, on peut également faire chanter chacun des exécutants devant un microphone séparé.

L'agence d'informations Reuter est reliée par ligne privée à l'auditorium, ce qui permet l'émission sans délai des nouvelles de presse.

UN AMATEUR FRANÇAIS EN AMÉRIQUE

Par LÉON DELOY (8AB)

Comme ils ont vite passé ces deux mois et demi de voyage ! quarante-cinq jours aux États-Unis, mais ce n'est pas le dixième du temps qu'il faudrait pour voir tout ce qu'il y a là-bas d'intéressant en fait de télégraphie sans fil amateur ! Et maintenant que me voici devant cette machine à écrire, prêt à raconter mon voyage, les souvenirs se réveillent en foule, si nombreux que je crains d'abuser de la patience de mes lecteurs si je leur dis tout ce que j'ai vu, entendu, admiré, appris ! Et pourtant, je veux le leur dire ; c'est un peu comme leur représentant que j'ai fait ce voyage, et l'accueil chaleureux qui m'a été réservé partout, était plutôt destiné aux amateurs français qu'à 8AB. Et puis, j'ai tant pensé à vous, mes chers lecteurs, j'aurai tant voulu que tous les « 8 » et que tous les futurs « 8 », que tous ceux qui écoutent les « 8 » et tous ceux qui les écouteront un jour soient avec moi pendant cette visite au « paradis de la télégraphie sans fil amateur » ! Chaque fois que je m'armais du petit carnet de notes qui est près de moi maintenant et que je faisais subir un rigoureux interrogatoire à un Reinartz, à un Godley, à un Vermilya, c'était aux Amis de la T. S. F. que je pensais. Oui, je leur dirai comment 1ZE met 23 ampères dans son antenne et 6KA 21 avec une seule lampe de 250 watts, comment WJAZ a compté ses 400 000 auditeurs et comment WJZ dépense 10 000 dollars par mois pour distribuer de la musique !

Mais procédons par ordre, et, si vous le voulez bien, nous allons refaire ensemble cet inoubliable voyage.

Le 18 août, je m'embarquais à bord du *Lafayette* qui devait me mener du Havre à New-York en huit jours. En fait, le voyage en dura neuf, car la mer fut houleuse ou grosse pendant toute la traversée. Bien entendu, je passais la plupart de mon temps à bord, dans la cabine de télégraphie sans fil. Le service est intéressant sur ces grandes lignes transatlantiques : télégrammes émanant ou à destination des passagers, télégrammes en transit pour d'autres navires, lettres océan. Ces dernières, généralement peu connues du public, sont des lettres pour lesquelles une taxe de 15 francs est perçue pour les vingt premiers mots, puis une taxe de 0 fr. 20 par mot supplémentaire, elles sont transmises à un navire allant en sens

contraire ou à un navire plus rapide allant dans le même sens; ce navire les expédie comme lettres recommandées du premier port où il touche.

Le poste du *Lafayette* est un poste à étincelles fractionnées d'une puissance d'environ deux kilowatts, il est composé de pièces détachées : matériel moitié français, moitié américain. Le poste de secours est constitué par une batterie d'accumulateurs qui alimente un convertisseur prenant, en cas d'arrêt des dynamos du bord, la place de l'alternateur. Les appareils de réception comprennent une grande boîte S. F. R. allant de 300 à 24000 mètres de longueur d'onde, une petite boîte pour ondes courtes; un amplificateur à quatre lampes pour grandes et petites ondes et une hétérodyne. La communication fut établie successivement avec les postes côtiers suivants : Le Havre, Ouessant, Valentia, Cape Race, Saint-Pierre, Cape Sable et New-York; les lettres océan échangées avec le *Paris* et la *France* et les nouvelles de presses reçues pour le *Journal de l'Atlantique* publié à bord, du poste de Bordeaux LY.

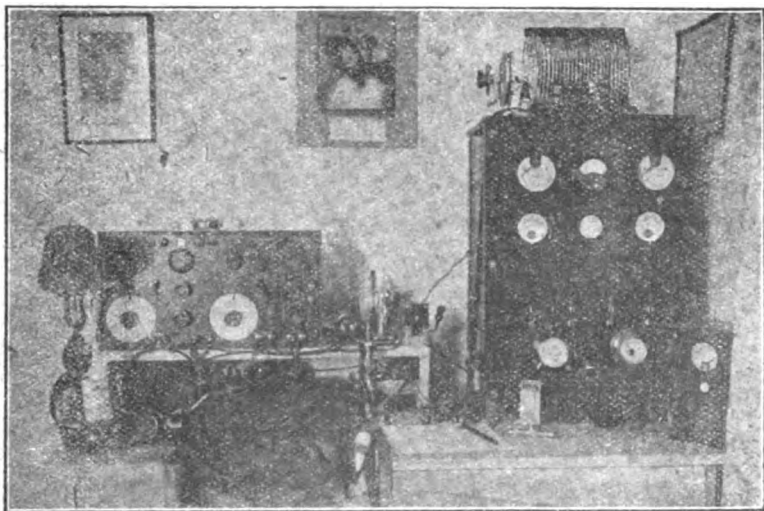
Le 27 août au matin, nous arrivons devant New-York et la statue de la Liberté persiste à nous éclairer de son flambeau, bien qu'il fasse un soleil radieux... et que l'on soit en train de mettre sous scellés jusqu'à la dernière bouteille de vin qui se trouve à bord!

Débarquement, visite minutieuse des passeports, interrogatoire des officiers de l'immigration, puis de la douane. Enfin, me voilà sur le sol de la libre Amérique! Rien n'a changé. Voici la quatorzième rue, puis Broadway tels que je les ai quittés il y a quatre ans. Quatre ans! comme le temps passe! Mais si, quelque chose a changé. Les toits des petites maisons d'une dizaine d'étages comme ceux des grands gratte-ciel s'ornent maintenant d'antennes aussi nombreuses que de formes variées; on en voit de toutes sortes et généralement plusieurs sur chaque édifice. Lorsque l'on parcourt New-York en chemin de fer élevé, on a une bonne occasion de contempler les toits, mais on se lasse bien vite de regarder ceux qui ont des antennes, ce sont ceux qui n'en ont pas que l'on remarque ici. Toutes ces antennes sont celles des innombrables amateurs de radiophonie qui sont à l'heure actuelle beaucoup plus d'un million aux États-Unis.

Je n'ai prévenu personne de mon arrivée. C'est toujours amusant de surprendre les amis qui vous croient de l'autre côté « de la mare », comme on dit là-bas. Le premier de ces amis que je retrouve est Mr. Edmund H. Hansen. Anciennement dans la Marine où il s'occupait de recherches en télégraphie sans fil, le voici maintenant chef du service de la télégraphie sans fil au journal *The World*. En

entrant dans son bureau, je me trouve entouré d'objets familiers : une pendule électrique Brillié, des lampes françaises et enfin un imposant appareil qui n'est autre que l'appareil de phototélégraphie de Belin. Hansen, une fois remis de la surprise que lui a causée ma visite, m'explique que le *World* fait des essais en vue de se servir industriellement de ce système. Le poste de réception du *World* qui occupe toute une pièce au quatorzième étage est destiné à la réception des messages de presse des grands postes européens. Il est constitué principalement par un amplificateur à haute fréquence à six étages, le couplage des différents étages est par transformateurs accordés et chaque étage est monté dans une caisse métallique séparée afin d'éviter les accrochages ; on obtient ainsi un maximum d'amplification et de sélectivité, et les postes à écouter étant peu nombreux, la complication des réglages n'a pas d'importance.

Le lendemain, Hansen me mène chez lui à Metuchen, N. Y., où il possède un excellent poste d'amateur qui lui sert en même temps de laboratoire pour de nombreuses expériences de phototélégraphie. La figure représente une partie de ce poste. A droite, le poste



Station de Mr. Edmund H. Hansen 2CTU, Metuchen N. Y.
A droite, poste d'émission à 4 lampes de 5 watts. — A gauche, récepteur type marine pour toutes ondes.

d'émission 2CTU. Les quatre lampes de 5 watts, les transformateurs et quelques accessoires sont montés derrière le panneau qui porte les appareils de mesure.

Ici, j'ouvre une large parenthèse au sujet de la puissance des lampes américaines. Là-bas, le nombre de watts qu'indique le fabricant pour chacun de ses types de lampes est le nombre de watts que cette lampe est susceptible de mettre normalement dans l'antenne. Si nous prenons une lampe de 50 watts, par exemple, cela signifie que cette lampe doit mettre normalement 50 watts dans l'antenne; mais « normalement » signifie probablement un rendement de 50 %, nous avons donc « normalement » 50 watts dans l'antenne et 50 watts dissipés en chaleur, soit 100 watts. Or, beaucoup d'amateurs américains obtiennent un rendement de 75 % et non de 50; dans ces conditions, une lampe de « 50 watts » pourra, en ne dissipant pas plus que ses 50 watts normaux, mettre 150 watts dans l'antenne; soit 200 watts. D'autre part, les lampes américaines semblent avoir la vie dure, à en juger par les mauvais traitements qu'on leur fait subir, et bien souvent on pourra les pousser au double de leur régime normal; dans le cas qui nous occupe, nous aurons donc 100 watts dissipés et 300 watts dans l'antenne, tout cela avec une lampe (et un poste) dit de 50 watts! Ajoutez à cela une antenne peu résistante et un bon contrepoids, et vous aurez l'explication des nombres d'am-pères fabuleux qui nous arrivent d'Amérique! *

Mais revenons à 2CTU. Ce poste de « 20 watts » (disons plus exactement : à quatre lampes de 5 watts) fonctionne sur l'onde de 200 mètres et sert à communiquer avec les amateurs. Au-dessus du panneau, on aperçoit la self et le condensateur variable d'émission. A gauche sur la photo, le récepteur type de la Marine pour toutes longueurs d'onde. Mr. Hansen possède aussi un poste de téléphonie à quatre lampes de 5 watts dont les plaques sont alimentées par deux dynamos en série, ce poste fonctionne sous l'indicatif 2XAY et peut employer une longueur d'onde quelconque. (Les indicatifs en « X » indiquent des stations d'expérience autorisées à employer des ondes ou une puissance spéciales.) En quelques minutes, nous entendons quatre ou cinq téléphonies et de nombreux amateurs bien qu'il fasse encore grand jour, cela me donne une idée du brouillage qui doit régner sur 200 mètres la nuit!

Le lendemain, Hansen devait me mener visiter le célèbre poste 2FP qui s'est fait entendre jusqu'en Australie, sans parler, bien entendu, de l'Angleterre et de la France. Ce poste m'intéressait tout spécialement, car je l'avais entendu à Nice, m'appelant personnellement, et ses signaux étaient très forts sur deux lampes.

(A suivre.)

L. DELOY.

DES ONDES DE CENT MÈTRES FRANCHISSENT L'ATLANTIQUE JOURNALLEMENT

Par Léon DELOY (SAB)

De tout temps, j'ai eu confiance dans les ondes courtes, et maintenant qu'elle sont partout à l'ordre du jour, je suis heureux et fier d'avoir été l'un des premiers en France à les étudier. Dès le n° 4 de *l'Onde Électrique* (avril 1922), j'exprimais dans « Cent watts et deux cents mètres » toute ma confiance dans les ondes d'amateurs. Dans le n° 5 « Hier et demain », je prévoyais un accroissement rapide du nombre des postes travaillant sur petites ondes. Mes prévisions les plus téméraires se sont réalisées et au delà. Si j'avais une telle confiance dans les ondes courtes, c'est que l'expérience que j'en avais déjà à cette époque la justifiait.

Dès janvier 1921, je recevais des signaux sur 200 mètres, signaux émis en Angleterre avec un, un demi et un quart de kilowatt en vue des essais transatlantiques qui devaient avoir lieu un mois plus tard. Le fait que des signaux de 200 m de longueur d'onde émis en Angleterre avec un quart de kilowatt de puissance et 3 ampères dans l'antenne furent reçus à Nice ne manqua pas d'attirer l'attention puisque M. Coursey en parla à la Wireless Society of London. Aujourd'hui, cela semble la chose la plus naturelle au monde, et j'ai reçu à Nice sur une seule lampe des amateurs anglais ne mettant pas plus de 0,15 ampère dans leur antenne.

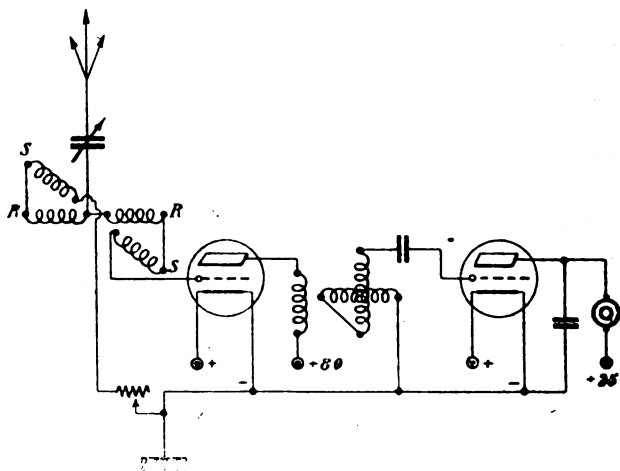
Plus on étudie les ondes courtes, plus on a confiance en elles, du moins tel fut mon cas, et, lors des essais transatlantiques de décembre 1922, je résolus d'employer une onde plus courte que toutes celles qui avaient jusque-là franchi l'Atlantique. Ce fut sur 190 m que je me fis entendre en Amérique jusqu'au Texas.

Au printemps 1923, la Télégraphie militaire fit de Paris des émissions sur 45 m de longueur d'onde. Je les ai reçues à Nice (et ce fut, je crois bien, leur record de portée) sur un montage à une seule lampe (voir *l'Onde Électrique* de juin 1923), avec une intensité incroyable. A la même époque, je recevais les émissions de Poldhu sur 100 m encore plus fortement. J'entrepris immédiatement quelques essais d'émission sur 100 m qui furent couronnés de succès; mais je ne veux parler aujourd'hui que de la réception.

Pendant mon récent séjour en Amérique, j'eus l'occasion de parler

d'ondes courtes avec beaucoup d'amateurs et de techniciens. En général, on s'accordait là-bas pour vanter les mérites des ondes de 100 m jusqu'à quelques centaines de kilomètres; plus loin, les avis étaient partagés; certains croyaient d'instinct qu'elles étaient bonnes pour toutes les portées, et parmi eux je range quelqu'un qui a une longue expérience, autant que l'on puisse, à l'heure actuelle, avoir une longue expérience des ondes de 100 mètres. Somme toute, personne n'ayant encore essayé, personne ne savait si des ondes de 100 m pouvaient être reçues à des milliers de kilomètres.

L'expérience était tentante; en elle-même d'abord, puis ce serait encore un petit pas en avant réalisé par la « télégraphie sans fil amateur ». Dès mon retour à Nice, je me hâtais donc d'installer un récepteur pour l'onde de 100 m, et je me mis à la recherche de K D K A, le poste de Broadcasting de Pittsburg, Pensylvania, qui



transmet simultanément sa musique sur 326 m et 100 m de longueur d'onde. L'émission sur 100 m, si je suis bien informé, est de quelques centaines de watts seulement.

Dès le tout premier essai (1^{er} novembre, à 0 h. 22), K D K A fut reçu avec une intensité telle que je ne pus me convaincre que c'était bien lui que lorsqu'il eut donné son indicatif. Depuis, je l'ai reçu chaque fois que je l'ai cherché, avec des intensités variant entre onde porteuse forte, mais modulation impossible à recevoir sans que le récepteur oscille et parole compréhensible à 10 cm des écouteurs le récepteur n'oscillant pas.

Différentes antennes ont été essayées. J'ai reçu KDKA sur toutes, mais celle qui donne le meilleur résultat se compose d'une nappe de deux fils espacés d'un mètre à 25 m de hauteur avec descente unifilaire. Le récepteur est un « Grebe » dont le schéma est donné par la figure. L'antenne est accordée par un condensateur variable en série et par un variomètre, constitué, en réalité, par la moitié du rotor et la moitié du stator d'un variomètre ordinaire montées en série. Dans le circuit antenne-terre se trouve une résistance variable destinée à augmenter l'amortissement de ce circuit et à arrêter à volonté les oscillations de la lampe haute fréquence. L'autre moitié du variomètre accorde automatiquement la grille de la lampe haute fréquence. Le circuit plaque de cette lampe comprend une self fixe inductivement couplée à un variomètre qui joue le rôle de secondaire de transformateur accordé et qui est placée entre la grille et le filament de la lampe détectrice. Chaque lampe a un rhéostat de chauffage qui n'est pas représenté pour simplifier. La lampe détectrice fonctionne avec une tension de plaque de 25 volts environ (lampe UV 200) et la lampe amplificatrice avec une tension de 80 volts (lampe UV 201 A). La lampe détectrice n'est pas munie d'une résistance de grille, car ce type de lampe à vide peu poussé n'en a pas besoin.

Nous espérons que les renseignements ci-dessus encourageront de nombreux amateurs à étudier l'onde de 100 m. Nous sommes convaincu que KDKA peut être reçu toutes les nuits en n'importe quel point de France avec une antenne à peu près quelconque et une seule lampe en réaction.

I. DELOY.

RÉCEPTEUR PUISSANT

Par M. LARDRY

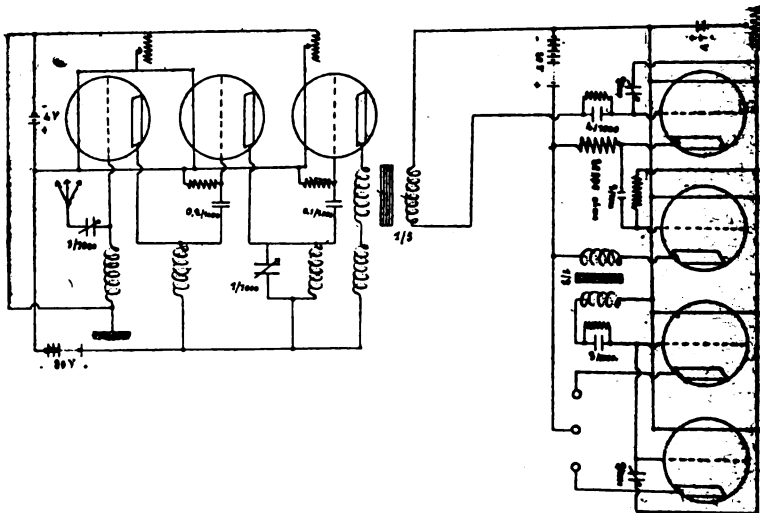
*Membre du Bureau de Coordination des Observations scientifiques
des Amateurs, 4^e Commission de l'U. R. S. I.*

Ayant été chargé par le Radio-Club de l'Ouest du montage et du réglage d'un poste destiné à l'Exposition du Mans, voici les conditions que je m'étais imposées :

1. Réception en haut-parleur de toutes longueurs d'ondes;
2. Grande puissance alliée à une très pure qualité du son;
3. Syntonisation aussi serrée que possible;
4. Comme il s'agissait d'un poste de démonstration, montage sur table avec toutes les connexions en fil nu.

Les figures ci-annexées montre suffisamment le schéma et la disposition des organes pour qu'il ne soit pas nécessaire d'insister. Je veux simplement indiquer pourquoi j'ai adopté les combinaisons employées.

Pour faciliter des modifications ultérieures (c'est donc une table



universelle), les bornes ont été multipliées de façon qu'en tout point commun les connexions soient serrées sous une des bornes, montage permettant d'utiliser un nombre quelconque de lampes sans adjonction de commutateur.

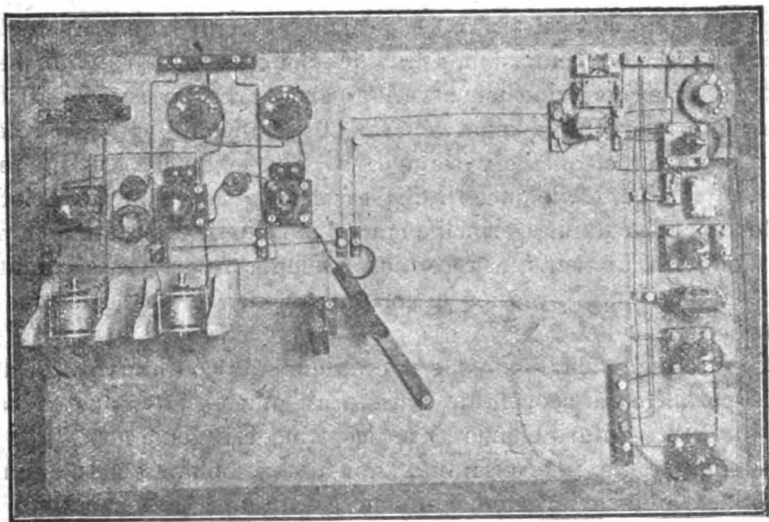
Il y a 7 lampes : 3 HF et 3 BF. La 7^e lampe étant en parallèle sur la 6, chacune débite sur un haut-parleur.

Dans un premier essai, les 7 lampes étaient en ligne et espacées de 25 cm. Des sifflements, ou plutôt des claquements malgré la séparation des sources m'ont obligé à séparer la BF de la HF par mise en équerre et à distance.

On remarquera que le condensateur d'accord est sur l'antenne et non sur la terre. L'inverse donna lieu à des réactions de basse fréquence dues probablement aux capacités des batteries relativement au sol.

Les selfs d'accord sont des « nids d'abeilles » montées à broches et douilles, ce qui permet de réaliser toutes les longueurs d'ondes.

Pour éviter le re-rayonnement, la réaction ne se fait pas sur l'antenne. Elle ne travaille que sur le circuit plaque accordé du deuxième étage. On perd ainsi beaucoup d'amplification, mais on gagne en pureté car, en téléphonie, à cause des déphasages, la réaction sur plusieurs étages n'est pas à recommander.



La plaque de la deuxième lampe comprend la self de liaison de 1000 tours déjà décrite dans *l'Onde Électrique* (juillet 1923). Cette self donne un très bon rendement sur une grande étendue : 300 - 3000 m (elle n'a pas été essayée au delà, mais il est probable qu'elle va beaucoup plus loin). Un transformateur la remplace avantageusement, mais dans des limites trop étroites.

La basse fréquence a des particularités intéressantes.

Après bien des essais de transformateurs de même marque, ou des combinaisons de transformateurs de marques différentes, je me suis

arrêté pour l'entrée à un transformateur 1/5 à circuit magnétique court mais de large section et pour le troisième étage à un transformateur 1/3 à circuit magnétique très long mais étroit. Cette combinaison ne me donne certes pas le maximum d'amplification, mais elle n'introduit aucune déformation. Je ne veux d'ailleurs nullement généraliser, car dans un stock plus important que celui dont je disposais, j'aurais peut-être trouvé une combinaison inverse relativement au fer.

La liaison premier - deuxième étages est à résistance, la grille étant reliée au — et non au + 4 volts, toujours question de pureté mais sans effet d'intensité.

De même, le récepteur a gagné en puissance et en pureté en reliant les grilles de la première et de la troisième BF non au — 4 mais au + 4 volts à travers un condensateur shunté. Ces mêmes grilles sont reliées au — 4 par un condensateur variable de 2/1000. Avec le condensateur au zéro, le son est nasillard, phonographe; avec le condensateur total, le son est creux, le speaker est ventriloque. En réglant la capacité selon l'émission, l'état des sources, la marque du haut-parleur, on arrive à une conservation parfaite du timbre. Mais il faut bien remarquer que la capacité n'est pas la même pour la parole et pour la musique, qu'elle varie avec la voix, et qu'elle est différente pour le violon et le violoncelle. Ce n'est donc que par un jeu constant de deux condensateurs (principalement de celui de la première lampe) que l'on peut donner une réception réellement parfaite, à condition bien entendu que l'émission le soit elle-même (ce n'est pas tous les jours le cas).

Ce récepteur fonctionne sur une antenne de 90 m environ à deux brins parallèles, à 200 km de Paris. La Tour est entendue en haut-parleur très confortablement sur les trois HF seulement. Elle est prise constamment sur 5 lampes sans aucune bobine dans l'antenne, le condensateur d'antenne étant au maximum, et la réaction très serrée; dans ce cas, la syntonie est parfaite, les parasites naturels sont très diminués et ceux dus au secteur électrique voisin complètement supprimés. Radiola couvre une vaste terrasse, sur 5 lampes et sans utiliser la réaction.

A cause des quatre condensateurs variables dont deux à manier constamment, ce récepteur ne peut être industrialisé, mais il peut être facilement construit et réglé par un amateur habile et remonter le prestige de la téléphonie en baisse dans le public parce qu'on lui a trop souvent écorché les oreilles.

M. LARDRY.

LA SUPERHÉTÉRODYNATION PRATIQUE

Par M. P. HÉMARDINQUER

Ingénieur-constructeur

Nous nous proposons dans cet article d'exposer des essais effectués au moyen du dispositif superhétérodyne, en employant un cadre comme collecteur d'ondes, de préciser des détails de réglage intéressants, et d'en déduire les avantages et aussi les quelques inconvénients du procédé, comparés à ceux d'autres moyens de réception.

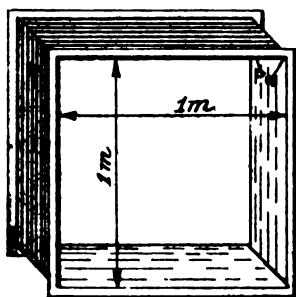


Fig. 1.

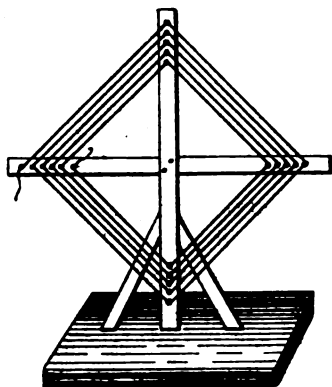


Fig. 2.

Les expériences ont été effectuées en Bretagne, à 400 km de Paris environ, au rez-de-chaussée d'une villa entourée d'arbres; ce qui est une condition défavorable pour la réception des ondes courtes. D'autre part, on remarquera que la Bretagne est assez peu favorisée en ce qui concerne les émissions de l'École supérieure des P. T. T. puisqu'on sait que l'antenne de cette station est dirigée vers le sud-est.

Les cadres employés étaient un cadre de 1 m sur 1 m en hélice, comportant 35 spires écartées de 5 mm et servant à la réception des ondes de 1500 m à 4000 m de longueur d'onde, et un cadre de 1 m 50 sur 2 m comportant 7 spires de câble écartées de 3 cm qui servaient à la réception des ondes de 350 m à 1000 m de longueur d'onde (fig. 1 et 2).

Ces cadres étaient simplement accordés à l'aide d'un condensateur compound de 3,5/1000 de microfarad ⁽¹⁾.

On sait qu'un dispositif superhétérodyne se compose d'une première hétérodyne pour ondes courtes agissant sur le circuit d'accord

⁽¹⁾ Condensateur variable à air de 1,5/1000 de microfarad, accouplé avec deux capacités fixes de 1/1000 au mica.

relié à un détecteur, précédé ou non d'étages à haute fréquence; ce détecteur agit sur un circuit oscillant accordé sur une grande longueur d'onde (de 3 000 m à 20 000 m); ce premier circuit oscillant agit

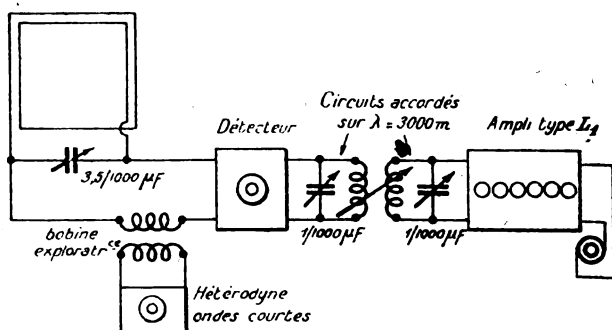


Fig. 3.

sur un deuxième relié à l'amplificateur pour grandes ondes, pourvu ou non d'un dispositif de rétroaction. Une deuxième hétérodyne pour ondes longues est utilisée dans le cas de la réception des ondes entretenues.

Tout cet ensemble d'appareils peut être monté dans une même boîte en ébénisterie et alimenté au moyen d'une seule batterie de chauffage et d'une seule batterie de plaques. Aux États-Unis, notamment, les appareils vendus dans le commerce sont établis sous cette

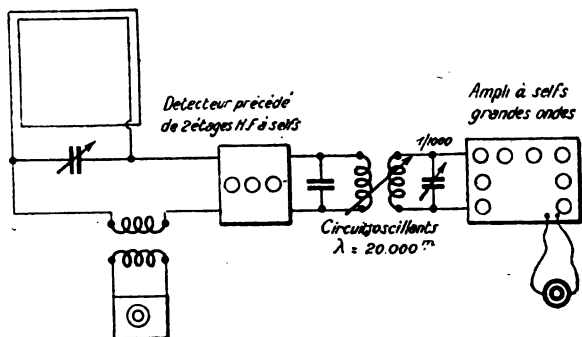


Fig. 4.

forme. En France, plusieurs amateurs ont adopté ce mode de construction.

Nous préférons, pour notre part, employer des éléments séparés pour réaliser le dispositif. Il est, à cet usage, nous semble-t-il, des avantages assez nombreux. D'abord l'hétérodyne pour ondes courtes, l'amplificateur pour grandes ondes et même le détecteur peuvent

facilement être employés pour d'autres buts. Ensuite, l'ensemble est plus maniable, moins encombrant et plus aisément transportable; les causes de non-fonctionnement de l'appareil, assez rares d'ailleurs, sont aussi beaucoup plus faciles à localiser avec des éléments séparés qu'avec un seul appareil de grandes dimensions au montage forcément complexe. Enfin, il est préférable d'employer une batterie de chauffage pour l'hétérodyne et le détecteur et une autre pour l'amplificateur grandes ondes; le rendement sera maximum aussi en utilisant trois batteries de tension séparées; souvent, en effet, les résultats seront meilleurs en n'utilisant pas les mêmes tensions de plaque pour

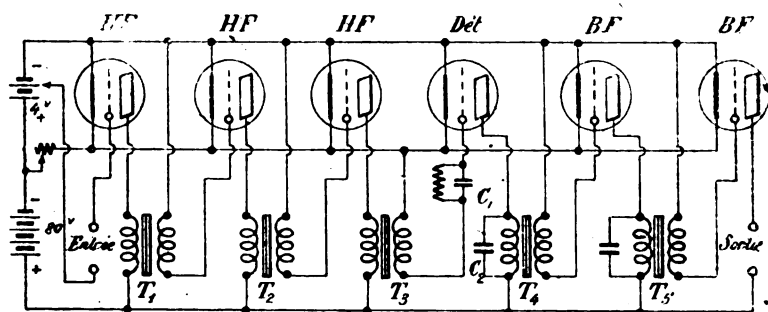


Fig. 5.

l'hétérodyne, le détecteur et l'amplificateur grandes ondes; par exemple, on emploie une tension de plaque de 40 volts pour l'hétérodyne petites ondes, de 80 volts pour le détecteur et de 50 volts pour l'amplificateur grandes ondes. La tension de plaque optima varie d'ailleurs suivant les montages et les amplificateurs employés; généralement l'expérience seule peut l'indiquer.

Ceci posé, nous avons utilisé deux dispositifs superhétérodynes (fig. 3 et 4), le premier a été réalisé à l'aide d'une hétérodyne ondes courtes, d'un détecteur, de deux circuits oscillants accordés sur 3000 m de longueur d'onde propre et d'un amplificateur type L¹ (fig. 5), comprenant trois étages haute fréquence à transformateurs à fer, une lampe détectrice et deux étages basse fréquence. Cet amplificateur ne comporte pas de dispositif de rétroaction.

Le deuxième montage en superhétérodyne, du type Lévy, comprenait l'hétérodyne pour ondes courtes, le détecteur précédé de deux étages haute fréquence à selfs, deux circuits oscillants accordés sur 20000 m de longueur d'onde et enfin un amplificateur à selfs pour grandes ondes (fig. 6), comprenant cinq étages haute fréquence, une détectrice et deux étages basse fréquence. Par le jeu d'un commuta-

teur, on peut à volonté utiliser trois, quatre ou cinq des étages à haute fréquence.

On remarque que nous n'avons pas employé de dispositif de réaction appliqué au premier détecteur. Il est possible, en utilisant un variomètre intercalé dans le circuit plaque de la lampe, ou une galette de réaction, couplée avec le cadre, d'obtenir une amplification supplémentaire. Mais les résultats obtenus ont été suffisants pour éviter l'emploi de cet organe complémentaire qui est cause nécessairement d'une certaine complication du réglage.

Ainsi qu'il fallait s'y attendre, le premier dispositif n'a pu servir

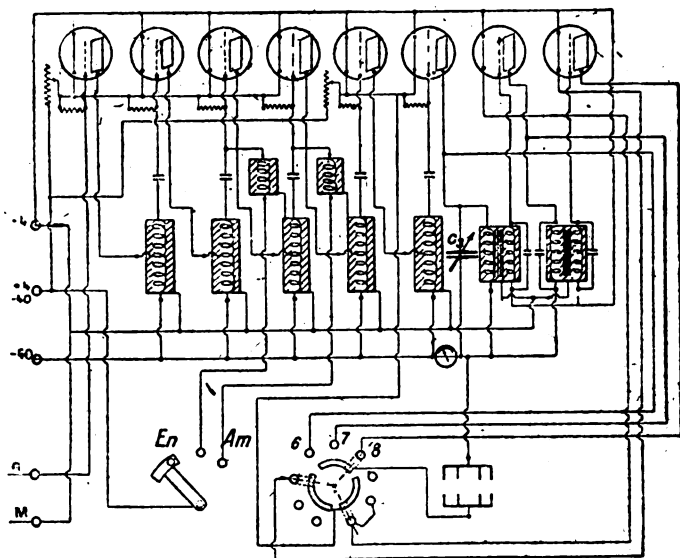


Fig. 9.

qu'à la réception des émissions jusqu'à 1 000 m de longueur d'onde, tandis que le deuxième permettait encore la réception des émissions jusqu'à 4 000 m de longueur d'onde.

Voici maintenant les émissions radiotéléphoniques les plus importantes qui ont pu être reçues en haut-parleur à l'aide de ces dispositifs. Ce sont par ordre de longueurs d'onde : Kœnigswusterhausen, Eberswalde, Eiffel, Radiola, La Haye, P. T. T., Birmingham, Newcastle, Londres et Cardiff ⁽¹⁾.

Par audition de haut-parleur, nous entendons réception très forte perceptible dans une pièce de grandes dimensions, à une dizaine de mètres de l'appareil.

⁽¹⁾ Au moment où ces essais ont été réalisés, Aberdeen et Bornemouth ne transmettaient pas encore.

Bien que l'audition des émissions de la S. F. R. fût bonne, proportionnellement elle était beaucoup moins forte que celle des autres postes, cela tient sans doute à une diminution temporaire de la puissance d'émission.

Le réglage des appareils a toujours été très simple, on n'a généralement pas à faire varier le couplage entre le circuit oscillant grandes ondes; il suffit de régler l'accord du cadre, l'hétérodyne pour ondes courtes, et, s'il y a lieu, le condensateur du circuit oscillant relié à l'amplificateur grandes ondes. Si ce dernier amplificateur est muni d'un dispositif de rétroaction, celui-ci doit être manœuvré en synchronisme avec le condensateur du circuit oscillant.

Nous n'avons jamais eu à employer que six étages au maximum de l'amplificateur grandes ondes, le nombre total des lampes utilisées était donc de huit ou neuf lampes, ce qui peut paraître, à première vue, assez élevé, bien que nombre d'amplificateurs à amplification directe comprennent six ou huit étages, et soient suivis souvent d'amplificateurs de puissance comportant également un nombre de lampes élevé.

L'effet de « fading » si gênant était peu marqué par suite de la puissance de la réception, et la direction du cadre n'avait pas besoin d'être réglée avec précision, un écart d'au moins 30° pouvant être effectué sans grande variation d'intensité.

Un fait assez curieux est l'importance sur le rendement du chauffage du filament de la première lampe détectrice, surtout si elle est employée seule. Il semble que le chauffage doive varier suivant les longueurs d'onde, d'une façon assez irrégulière d'ailleurs, qui est naturellement fonction des lampes employées. Par exemple, en employant une lampe à vide peu poussé et une tension de plaque de 80 volts, il faut un chauffage très faible pour la réception des ondes de 200 m à 450 m; un chauffage plus intense pour les réceptions des ondes de 600 m à 1800 m de longueur d'onde, puis de nouveau il faut diminuer le chauffage depuis 2000 m environ.

On a souvent reproché au dispositif superhétérodyne son extrême complication et il est indéniable qu'il exige l'emploi d'un nombre de lampes relativement élevé, par cela même de sources de courant de grande capacité d'où résultent des frais d'installation assez importants. Mais il faut remarquer qu'en réalité, ce procédé de réception est réalisé au moyen d'appareils séparés fort simples et qui souvent déjà sont en la possession des amateurs.

Outre l'amplification extrêmement puissante qu'il permet d'obtenir, le principal avantage du dispositif est la facilité du réglage et la sécu-

rité absolue du fonctionnement. La recherche des émissions est absolument immédiate, l'intensité de la réception parfaitement constante.

Quel intérêt, demande-t-on quelquefois, peut-il y avoir à recevoir des émissions de longueurs d'onde supérieures à 1000 m avec une superhétérodyne ?

L'intérêt est double, semble-t-il. Il est d'abord possible d'obtenir d'excellents résultats avec un amplificateur qui, normalement, ne permettrait aucune audition pour ces longueurs d'onde. De plus, l'énergie supplémentaire introduite par l'hétérodyne augmente encore l'amplification. Il est d'ailleurs à remarquer, bien entendu, que les longueurs d'onde propres des circuits accordés varient suivant les amplificateurs employés.

En employant les mêmes cadres et un amplificateur à selfs comportant deux ou trois étages haute fréquence, une détectrice et deux basse fréquence à transformateurs, il est possible d'entendre la plupart des émissions perçues au moyen de la superhétérodyne ; le rôle de celle-ci est donc, non pas surtout de permettre la réception d'émissions tout à fait inaudibles par tout autre procédé, mais plutôt de fournir une intensité d'audition considérable et une sécurité de fonctionnement qui ne peut pas être obtenue sans elle.

A l'aide de deux lampes seulement d'un appareil de super-réaction, dira-t-on, il est possible d'obtenir des résultats identiques, au moins en ce qui concerne les auditions des émissions au-dessous de 1000 m de longueur d'onde. Ceci est parfaitement exact, mais de ce que ces résultats sont *possibles*, il ne faut pas en conclure qu'ils sont *pratiques*. N'importe quel amateur, possédant quelque habileté, peut avec succès obtenir des réceptions satisfaisantes, en haut-parleur, d'émissions de courtes longueurs d'onde provenant de stations rapprochées. Mais, dès qu'il s'agit d'émissions lointaines, la recherche devient longue, délicate, et le fonctionnement assez instable. Seuls des amateurs très exercés peuvent alors prétendre aboutir à des réalisations intéressantes. Ainsi que M. Armstrong lui-même l'a illustré d'une façon à la fois plaisante et saisissante, on peut comparer la superhétérodyne à la puissante, souple et silencieuse Roll's Royce, la super-réaction à la Ford bruyante, brutale, mais qui, lorsqu'elle est bien menée, peut rendre de si grands services utilitaires. Les frais d'entretien de la première voiture sont fort élevés, mais, pour ceux qui peuvent la supporter, la dépense est largement compensée par le plaisir éprouvé en possédant cet engin confortable qui permet d'arriver sans encombres au bout des voyages les plus longs, aussi facilement que s'il s'agissait d'une simple promenade en banlieue.

P. HÉMARDINQUER.

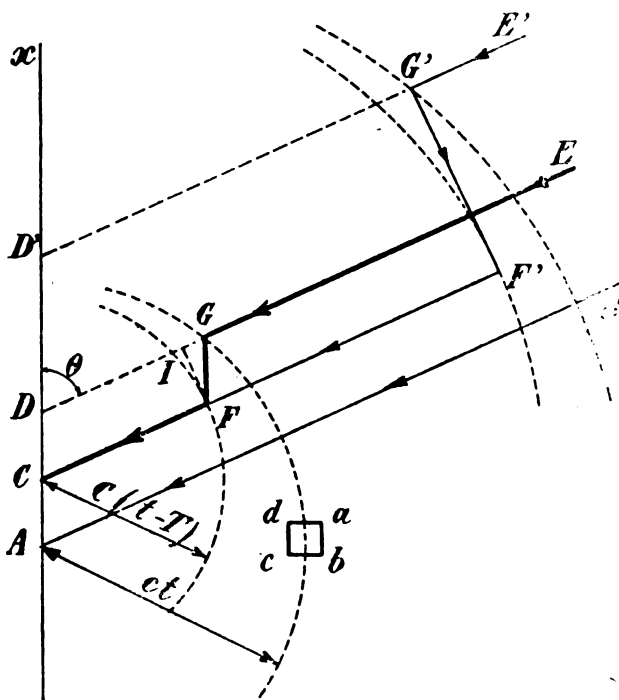
ANALYSES & BIBLIOGRAPHIE

PROPAGATION

Rayonnement des antennes ; G. W. Howe. *The Electrician*, 8 juin 1923. — Dans un précédent article (analysé dans *l'Onde Électrique*, septembre 1923, p. 546), le professeur Howe avait montré ce qui se passe dans le

uniformément retardé jusqu'à l'instant T où l'électron s'arrête au point C. Si v est la vitesse du mouvement uniforme, on a $AC = vT/2$.

L'électron, dans son mouvement, entraîne avec lui, ses lignes de force électriques. Soit AB l'une d'elles à l'instant $t = 0$. Si l'électron avait continué son mouvement uniforme, cette ligne aurait subi une translation de



voisinage de l'antenne pendant l'émission. Il entreprend aujourd'hui d'examiner la cause même du rayonnement, c'est-à-dire la perturbation créée par le rapide va-et-vient des charges électriques dans l'antenne.

Considérons, dit-il, un électron, animé d'un mouvement rectiligne suivant Ax , et supposons que le mouvement soit uniforme jusqu'à l'instant $t=0$ où l'électron arrive en A, puis

vitesse v , et se trouverait à un instant quelconque t , dans une position DE. Mais l'électron a subi un ralentissement; il en est résulté une perturbation de la ligne de force, laquelle perturbation se propage dans l'espace à la vitesse c . A l'instant t , elle a donc atteint tous les points situés à l'intérieur du cercle de centre A et de rayon $c \cdot t$; mais en dehors de ce cercle, tout se passe comme si l'électron

avait continué son mouvement uniforme. La portion GE de la ligne de force n'est donc pas modifiée.

D'autre part, l'électron étant au repos en C depuis un temps $t - T$, il ne peut y avoir aucune perturbation aux points intérieurs au cercle de centre C et de rayon $c(t - T)$. La ligne de force à l'instant t comprend donc nécessairement la portion CF.

Par suite, la perturbation causée à cette ligne par le ralentissement de l'électron, c'est la brisure FG.

Si nous considérons un instant ultérieur t' , la ligne de force aurait pris la forme CF'-G'E'. On voit que la brisure FG tend à devenir perpendiculaire à la direction de propagation.

Donc, en résumé, le ralentissement de l'électron provoque l'envoi dans l'espace, avec la vitesse c (vitesse de la lumière), d'une composante du champ électrique, perpendiculaire à la direction habituelle de ce champ au repos.

Cette perturbation électrique est d'ailleurs aussi magnétique, puisque le long d'un circuit fermé $abcd$, la force électro-motrice n'est pas nulle, le côté cd se trouvant soumis à la composante FG.

Tel est l'effet produit par le mouvement d'un électron. Il faut maintenant tenir compte que, dans l'antenne, il n'y a pas seulement des électrons, mais aussi les charges positives correspondantes : l'effet de celles-ci est de neutraliser le champ radial des charges négatives à grande distance ; mais comme elles ne se déplacent pas, la composante FG tangentielle subsiste. Enfin l'antenne est parcourue, non par un électron, mais par un très grand nombre d'électrons animés de mouvements oscillatoires ; les perturbations produites s'ajoutent donc et se succèdent sans arrêt dans un sens et dans l'autre ; on comprend donc facilement que le rayonnement de l'antenne consiste en ondes électromagnétiques, en chaque point desquelles co-existent un champ magnétique et un champ électrique normaux à la direction de propagation.

Ces considérations permettent d'ail-

leurs de calculer effectivement la valeur de ces champs. Pour obtenir, par exemple, la valeur de la composante tangentielle E_t du champ électrique, il suffit de remarquer que le rapport de cette composante à la composante radiale E_r est :

$$\frac{E_t}{E_r} = \frac{F I}{G I}$$

Or, en supposant v négligeable devant c , et T négligeable devant t , on a sensiblement :

$$F I = C D \sin \theta = v. t. \sin \theta$$

$$G I = c T.$$

d'où :

$$\frac{E_t}{E_r} = \frac{v. t. \sin \theta}{c T}$$

Tenant compte que la composante radiale due à une charge q placée à la distance $r = c. t$, est $E_r = q/r^2$, on obtient :

$$E_t = \frac{1}{c^2} \frac{q. v. \sin \theta}{r T}$$

d'où il est aisé de passer à la forme habituelle.

Le professeur Howe indique que l'on peut retrouver ainsi la valeur du champ magnétique, celle de l'énergie rayonnée, et celle de la résistance de rayonnement $1584 : \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2$. — P. DAVID.

TUBES ÉLECTRONIQUES

Effets de la charge d'espace et de la vitesse initiale des électrons sur l'intensité du courant dans les tubes thermoioniques ; LANGMUIR. *Physical Review*, t. XXI, pp. 414-435, avril 1923, *Science Abstracts A*, n° 304, septembre 1923. — On admet que dans les triodes thermoioniques l'intensité du courant comme la puissance $\frac{3}{2}$ de la différence de potentiel entre le filament et la plaque. Ceci suppose que les électrons sont émis sans vitesse initiale. L'auteur a cherché à en tenir compte.

Il examine complètement le cas où les deux électrodes peuvent être assimilées à deux plans parallèles.

Dans le cas d'une plaque cylindrique entourant un filament, il arrive pour l'intensité du courant exprimée en ampères à la relation :

$$i = \frac{\sqrt{8}}{9} \sqrt{\frac{e}{m}} \left[V - V_m + \frac{1}{4} V_0 \log \frac{V}{\lambda V_0} \right] \frac{3}{2} \frac{1}{r}$$

e charge de l'électron, m sa masse, r le rayon de la plaque, V_0 vitesse initiale exprimée en volts, V potentiel de la plaque par rapport au filament, V_m potentiel minimum dans l'intervalle filament-plaque, λ une constante indéterminée expérimentalement, mais qui est comprise entre 1 et 2. — JOUAUST.

Les triodes comme producteurs d'oscillations; D.-C. PRINCE. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, t. II, pp. 275-313, juin 1923. — L'auteur désigne par X la différence de potentiel continue appliquée à la plaque, par e_p la différence de potentiel instantanée entre la plaque et le filament, par i_p la valeur instantanée du courant-plaque, par i_g celle du courant-grille, par e_g la diffusion

la puissance utile

$$\int_0^{2\pi} [(X - e_p) i_p - e_p i_g] d\theta$$

et le rendement

$$\frac{\int_0^{2\pi} [(X - e_p) i_p - e_p i_g] d\theta}{\int_0^{2\pi} X i_p d\theta}$$

e_p peut être représenté par une expression de la forme

$$e_p = X - A \cos \theta$$

et e_g

$$e_g = -B + G \cos \theta.$$

L'auteur étudie un triode de 1 kilowatt de la General Electric Co. Les diverses caractéristiques de ce tube, relevées sans doute à l'oscillographe, peuvent être confondues en une seule correspondant à une expression de la forme

$$i_p = F_1 \left(e_p + \frac{e_p}{\mu} \right)$$

μ facteur d'amplification.

Le courant-plaque s'annule pour une valeur de θ_1 telle que :

$$-B + G \cos \theta_1 = \frac{-X + A \cos \theta_1}{\mu}$$

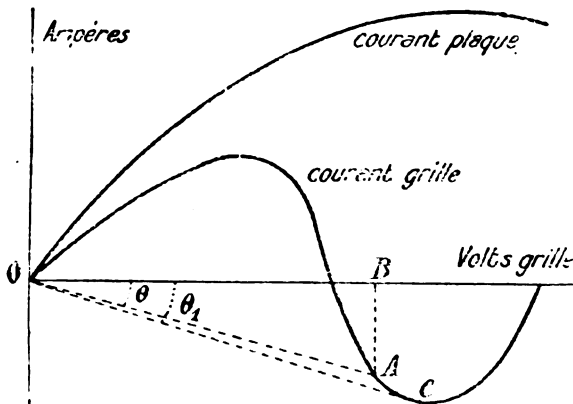


Fig. 1.

de potentiel instantanée grille-filament.

Dans ces conditions, la puissance instantanée fournie à la lampe est :

$$\int_0^{2\pi} X i_p \sin \theta d\theta$$

D'autre part, l'auteur déduit de l'examen de ses caractéristiques, qu'il ne convient pas de donner à la tension maximum de la grille ($y = G - B$) une valeur telle que $y > 0,8(X - A)$, car à ce moment le courant-grille augmente

très rapidement et le courant-plaque diminue.

Si on s'impose cette condition, il ne reste plus que deux paramètres dont dépendent le fonctionnement du tube A et θ_1 . On peut donc, si on s'impose ces paramètres, déterminer le fonctionnement du tube en remplaçant les intégrales par des sommes de termes qui se déduisent de la caractéristique F_1 .

L'auteur donne du reste un tableau montrant comment il convient de conduire le calcul.

L'auteur dit ensuite incidemment quelques mots du phénomène de blocage (blocking).

Il arrive parfois qu'un triode cesse d'osciller, le courant-plaque prenant une très grande valeur. Cet accident amène souvent la destruction du tube. L'explication en est la suivante :

Pour des tensions élevées le courant-grille s'inverse, il en résulte que le signe de la chute de tension dans la résistance-grille change, la grille devient positive, la tension-grille prend une valeur OB (fig. 1) qui peut être déterminée de la façon suivante :

Il suffit de mener par l'origine une droite faisant avec l'axe des x un angle θ tel que $\tan \theta = \frac{1}{\mathfrak{A}}$. L'ab-

cisse B de son point de rencontre A avec la caractéristique grille donne la tension prise par la grille. Nous voyons qu'il est possible de mener par le point O une tangente à la caractéristique grille, tangente qui fait avec l'axe des x l'angle θ' , la valeur $\mathfrak{A}$, déduite de la relation $\tan \theta' = \frac{1}{\mathfrak{A}}$,

donne la valeur minimum de la résistance-grille au-dessous de laquelle le blocage n'est plus possible.

En première approximation, pour éviter les intégrations en sommant des termes, opération assez laborieuse, on peut supposer que le courant-plaque est sinusoïdal. Dans ces conditions, l'auteur montre que, en désignant par

I le courant de saturation.

On peut écrire :

$$e_p = E(1 - a \sin \theta) = EF_1(\theta) \\ i_p = I(-c + (1 + c \sin \theta)) = IF_2(\theta)$$

En désignant par θ_1 l'angle pour lequel commence le courant-plaque

$$\frac{e}{1 + c} = \sin \theta_1$$

Dans ces conditions, la puissance fournie par le tube est :

$$\int_{\theta_1}^{\pi - \theta_1} E I F_1(\theta) [1 - F_1(\theta)] d\theta$$

et le rendement

$$\frac{\int_{\theta_1}^{\pi - \theta_1} E I F_1(\theta) [1 - F_1(\theta)] d\theta}{\int_{\theta_1}^{\pi - \theta_1} E I F_2(\theta) d\theta}$$

ce qui conduit pour le rendement à l'expression

$$\eta = \frac{a \left[\frac{1+c}{2} (\pi - 2\theta_1) - 2c \cos \theta_1 + \frac{1+c}{2} \sin \theta_1 \right]}{-c(\pi - 2\theta_1) + 2(1+c) \cos \theta_1}$$

Par l'une ou l'autre des méthodes indiquées, on peut calculer pour différentes valeurs de a (ou A) et de θ_1 , la puissance fournie par le tube et les pertes. On choisira des conditions de fonctionnement telles que les pertes ne dépassent pas la puissance qui peut être dégradée sans inconvénient par la plaque.

L'application de la première méthode donnera alors la valeur de la résistance à intercaler dans le circuit-grille (quotient du paramètre appelé B par le courant moyen de grille).

On peut maintenant se proposer de calculer un poste fonctionnant dans les conditions indiquées.

Par le procédé indiqué plus haut, l'auteur a calculé les conditions de fonctionnement d'un triode de 1 kilowatt sous 1000 volts. Il a trouvé.

Tension plaque minimum.	800 volts
Valeur efficace de la tension oscillante plaque.	650 volts
Tension grille (valeur efficace)	1050 volts
Tension continue grille. .	920 volts
Résistance grille.	220 watts
Rendement	79,5 %

E la différence de potentiel continue filament-plaque :

Il cherche alors à déterminer les constantes d'un circuit oscillant convenable pour une fréquence de 10^6 cycles par seconde.

Il examine le cas d'un montage Hartley (fig. 2).

- L_p inductance plaque;
- L_g inductance grille;
- C_1 capacité du circuit oscillant;
- r_g résistance grille;
- r_1 résistance de charge.

Il remarque tout d'abord que l'énergie maximum emmagasinée dans le

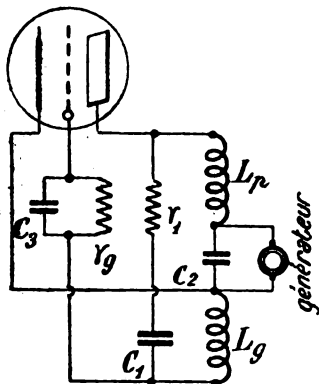


Fig. 2.

condensateur à chaque oscillation est CV^2 (V intensité efficace aux bornes du condensateur).

L'énergie dégradée par cycle dans le circuit oscillant est $\frac{W}{F}$, W puissance, F fréquence.

Donc :

$$\frac{\text{énergie emmagasinée}}{\text{énergie dégradée}} = \frac{CV^2}{\frac{W}{F}} = \frac{VI}{2\pi W}$$

Étant l'intensité efficace dans le circuit oscillant.

L'auteur affirme, sans donner aucune explication, que dans un poste convenablement dimensionné, ce rap-

port $\frac{VI}{2\pi W}$ doit être égal à 2, autrement dit qu'on doit avoir $VI = 4\pi W$.

Il utilise cette relation pour la détermination des constantes du circuit oscillant qu'il veut établir.

Il doit avoir :

$$\frac{L_p}{L_g} = \frac{6\,500}{1\,050}$$

D'autre part, en vertu de ce que nous venons de dire :

$$L_p \omega = \frac{E_p^2}{VI} = \frac{6\,500^2}{12\,500}$$

car $1\,000 \text{ watts} \times 4\pi = 12\,500$,
d'où

$$L_p = 0,538 \text{ millihenry}$$

$$L_g = 0,087 \text{ millihenry}$$

et

$$C_1 = 4,06 \times 10^{-5} \text{ microfarad.}$$

Le courant est :

$$\frac{12\,500}{6\,500} = 1,925 \text{ ampère}$$

et la résistance du circuit oscillant.

$$\frac{1\,000}{1,925^2} = 270 \text{ ohms.}$$

L'article se termine par des considérations sur les raisons pour lesquelles la fréquence du poste est légèrement différente de celle du circuit oscillant.

L'auteur donne également des oscillogrammes relevés sur des postes fonctionnant à fréquence musicale.

— JOUAUST.

RÉCEPTION

Perturbations apportées par les moteurs des avions dans les réceptions à bord; Prof. KULEBAKIN. *Électro-technische Zeitschrift*, 7 juin 1923. — Les moteurs apportent à la réception des perturbations de deux espèces :

1. Bruit extérieur causé par la rotation du moteur et de l'hélice, l'échappement, le courant d'air, etc.

On s'en protège facilement, soit avec des casques amortisseurs spéciaux, soit en employant des écouteurs très petits pénétrant dans le conduit auditif externe jusqu'au voisinage du tympan.

2. Action électrique du dispositif

d'allumage sur les circuits de réception, se traduisant par un bruit parasite intense.

Ces perturbations sont infiniment plus graves que les premières, et leur élimination a dû faire l'objet d'une étude approfondie.

L'auteur décrit ses recherches sur les phénomènes électriques constituant l'allumage dans les différents types de moteurs; il donne des oscillogrammes (à basse fréquence) montrant l'effet de la distance explosive, de la vitesse, etc.

Il indique ensuite comment il a étudié les perturbations produites par une magnéto isolée, soit sur un amplificateur à 3 lampes seul, soit sur un ensemble de réception accordé sur 100 à 1000 mètres. D'après lui, ces perturbations dépendraient uniquement des fils qui relient la magnéto à la bougie. Ces fils agiraient de deux manières : d'abord par induction, puisqu'ils constituent un circuit fermé de surface notable traversé par un flux variant rapidement; ensuite par rayonnement, parce que leur self et leur capacité rendent oscillante l'étincelle, et celle-ci devient un petit émetteur d'ondes courtes.

Après avoir confirmé ces vues par des essais sur avions, l'auteur a essayé sans succès d'éliminer ces perturbations en employant les dispositifs connus : écrans autour de la magnéto et des fils, écrans autour du récepteur, filtres et bouchons pour petites longueurs d'onde, montages différentiels, etc... Enfin il a découvert un nouveau procédé (breveté) donnant une solution complète du problème et consistant en « une modification très simple du circuit d'allumage » sans toucher au récepteur. Il ne donne aucun détail sur la nature de ce procédé, mais il en énumère complaisamment les avantages. — P. DAVIN.

L'Antenne « Beverage ». *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, mars et avril 1923. — Cet article résume une longue et intéressante étude de MM. Beverage,

Rice et Kellog sur les propriétés directives (et par suite sélectives) des antennes basses de grande longueur.

L'emploi de ces antennes est fondé sur la remarque suivante : les ondes qui se propagent à la surface de la terre n'ont jamais, à cause de la conductibilité imparfaite de celle-ci, un front parfaitement vertical. Ce front est incliné en avant, d'un angle d'ailleurs assez mal connu, et variable entre 1 et 10°. Par suite, le champ électrique a une composante horizontale susceptible d'agir sur un fil horizontal parallèle à la direction de propagation.

Supposons qu'on munisse un tel fil de dispositifs supprimant la réflexion des ébranlements à ses extrémités. Une onde se propageant parallèlement produit une certaine perturbation, d'abord à l'origine du fil, puis, successivement, en tous ses points; toutes ces perturbations se propagent à leur tour le long du fil, et, si leur vitesse était égale à celle de l'onde, elles ne cesseraient pas de coïncider avec celle-ci; de sorte qu'un point quelconque recevrait en même temps l'onde et toutes les perturbations provenant des points déjà atteints. La perturbation résultante serait donc la somme d'un nombre croissant de perturbations identiques, et, par suite, croîtrait indéfiniment à mesure qu'elle avancerait le long du fil.

En pratique il n'en est pas ainsi, parce que les perturbations s'amortissent et que leur vitesse est inférieure à celle de l'onde. (Si l'on appelle L et C la self et la capacité du fil par unité de longueur, cette vitesse est sensiblement égale à $1/\sqrt{LC}$). Un point quelconque ne reçoit pas simultanément, mais bien successivement, l'onde et les perturbations provenant des points déjà atteints. Leurs effets ne s'ajoutent donc pas exactement, la perturbation résultante est la somme d'un certain nombre de perturbations élémentaires qui ne sont pas identiques, mais décroissantes et déphasées. On comprend que dans ces conditions la perturbation résultante ne croisse plus indéfiniment à mesure que l'on avance le long du fil, mais qu'elle

pas par un maximum. La position de ce maximum dépend des constantes de la ligne et de la longueur d'onde; avec une antenne bien construite, sa distance à l'origine est de l'ordre de la longueur d'onde. La figure 1 représente la courbe obtenue

à mesure qu'ils avancent le long du fil, et atteint son maximum à l'extrémité opposée, mais là, puisqu'on a supposé qu'ils ne se réfléchissaient pas, ils s'éteignent et ne reviennent pas impressionner le récepteur. L'antenne est donc unidirectionnelle.

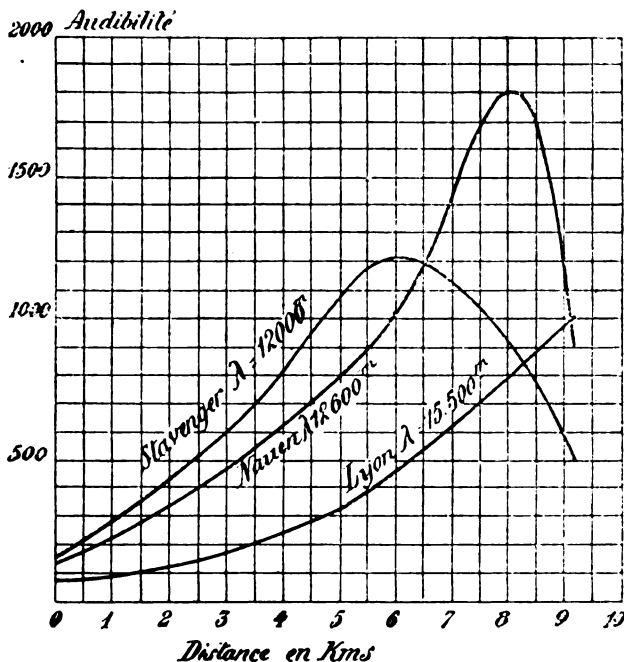


Fig. 1.

en portant en abscisses les distances à l'origine et en ordonnées l'audibilité des signaux de trois stations; l'antenne, sur laquelle ces valeurs furent relevées, était constituée d'un fil isolé reposant directement sur le sol, c'est-à-dire qu'elle était très amortie et loin de représenter l'idéal.

On voit que pour recevoir les signaux d'une certaine station, on doit donner à l'antenne une longueur bien définie, et placer le récepteur à l'extrémité la plus éloignée.

Quant aux signaux provenant de la direction exactement opposée à celle de l'émetteur, ils ne produisent qu'une très faible perturbation en atteignant le récepteur; cette perturbation croît

Il est essentiel, comme on le voit, de disposer à l'extrémité libre de l'antenne un organe empêchant la réflexion des ébranlements; le calcul

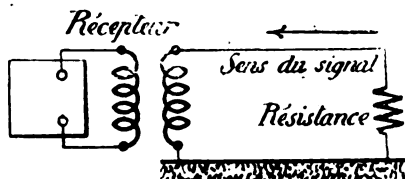


Fig. 2.

montre, et l'expérience confirme, qu'il suffit pour cela de mettre cette extrémité à la terre par l'intermédiaire d'une résistance convenablement re-

glée, et de l'ordre de 300 ou 400 ohms. (En effet, une résistance de valeur L/C remplace une antenne infiniment longue de constantes linéaires L et C , et par suite amortit les oscillations.)

On obtient ainsi l'antenne la plus simple schématisée sur la figure 2. Les

et le récepteur, à l'extrémité la plus voisine de l'émetteur (fig. 3). On dispose alors des transformateurs spéciaux permettant de réaliser le fonctionnement suivant : la perturbation causée par les signaux à recevoir atteint son maximum à l'extrémité

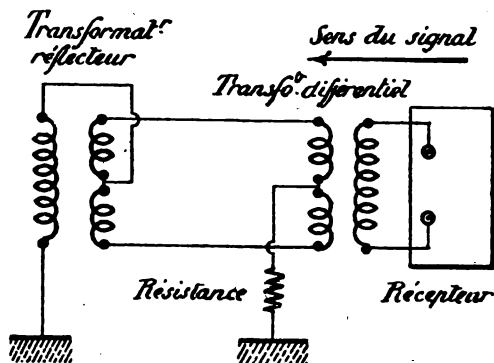


Fig. 3.

auteurs décrivent quelques expériences justifiant les vues ci-dessus et un modèle mécanique qu'ils ont réalisé pour les illustrer. Ils indiquent ensuite

opposée à l'émetteur; elle s'écoule à la terre par un « transformateur réflecteur » en induisant un courant dans l'antenne, qui joue alors le rôle de

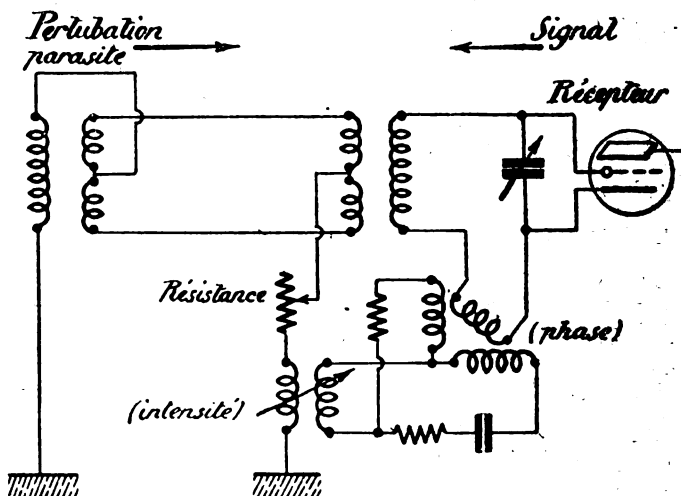


Fig. 4.

les perfectionnements successifs apportés à ce premier dispositif.

Une variante consiste à former l'antenne de deux fils, ce qui permet de placer la résistance d'amorçage

ligne de transmission ordinaire : c'est-à-dire que sur les deux fils les courants instantanés sont égaux et de sens contraire. La perturbation qui est ainsi ramenée vers le récepteur est

essentiellement différente de celle produite par des signaux arrivant de la direction opposée, car ceux-ci créent sur les deux fils des courants de même sens. Un transformateur différentiel, intercalé entre l'antenne et le récepteur pourra donc permettre à la première d'agir sur les appareils, et diriger la seconde vers la terre par l'intermédiaire de la résistance d'amortissement convenable. Ce montage un peu plus compliqué présente l'avantage que l'on peut faire au poste de réception même, le réglage de la résistance d'amortissement.

Il se prête en outre à un autre perfectionnement, qui permet d'améliorer encore la sélectivité et d'éteindre entièrement un poste brouilleur; pour cela, on fait réagir sur le récepteur, avec une intensité et une phase convenables, le courant qui s'écoule dans le sol à travers la résistance d'amortissement. Un des dispositifs employés dans ce but est indiqué par la figure 4.

Enfin les auteurs ont remarqué que rien, dans les dispositifs précédents, ne constituait un accord de l'antenne, et par suite qu'il devait être possible de recevoir simultanément sur la même antenne, plusieurs postes situés dans la même direction, et de longueurs d'onde différentes. Mais cela est fort délicat en pratique, à cause de la réaction des divers récepteurs les uns sur les autres. Néanmoins, la question a été entièrement résolue par les méthodes suivantes : le transformateur différentiel comporte plusieurs enroulement, agissant chacun, par l'intermédiaire d'une lampe de couplage, sur un récepteur indépendant. En outre, pour parachever la sélection, une force électro-motrice de compensation peut être prélevée pour chaque récepteur individuellement, sur une ligne artificielle alimentée par le courant qui s'écoule dans la résistance d'amortissement. De grandes précautions sont en outre prises pour empêcher les récepteurs de réagir directement les uns sur les autres. Grâce à elles, il a été possible d'établir jusqu'à neuf réceptions simultanées

différentes, en utilisant les mêmes batteries d'accumulateurs.

La Radio Corporation of America a appliqué ce système à sa grande station réceptrice des signaux venus d'Europe. L'installation, faite à Riverhead (Long Island), comporte une antenne longue de 14 kilomètres, et alimentant 9 réceptions, dont 6 en usage courant. Les signaux fournis sont transportés par fil jusqu'au bureau central de New-York, où ils sont enregistrés.

L'article comporte en outre une partie théorique où les considérations ci-dessus sont développées par le calcul.

— P. DAVID.

Calcul du courant dans une antenne de réception ; Prof. G. W. O. HOWE. *The Electrician*, 13 juillet 1923. — L'auteur entreprend d'examiner une objection que l'on fait parfois à la méthode classique permettant de calculer le courant dans une antenne de réception.

Cette objection est la suivante : la méthode en question utilise, comme point de départ, la valeur du champ électromagnétique, au point où se trouve l'antenne, mais sans tenir compte de la présence de celle-ci, cette valeur est, par exemple, déduite de la formule d'Austin ou de toute autre formule analogue. Or l'antenne existe et elle est parcourue par un courant, donc elle rayonne et modifie, dans son voisinage, le champ électromagnétique dû à l'émetteur. N'y a-t-il pas là une cause d'erreur et ne faudrait-il pas prendre comme point de départ du calcul la valeur du champ réel, compte tenu du rayonnement du récepteur ?

Le professeur Howe montre que ce point n'est nullement perdu de vue dans la théorie classique, et que la notion de « résistance de rayonnement » y est introduite précisément pour représenter l'action du récepteur sur le champ dans son voisinage. En effet, quel rôle joue ce terme complémentaire ajouté à la valeur de résistance ohmique ? Il exprime qu'une certaine énergie est perdue par rayon-

nement. Mais on ne peut admettre que l'antenne absorbe d'abord l'énergie du champ puis en restitue une partie; ces deux opérations sont évidemment confondues dans la réalité physique, et c'est justement ce qui constitue la réaction de l'antenne sur le champ inducteur. La notion de résistance du rayonnement est donc un artifice simple pour représenter cette réaction.

Il est possible de trouver une analogie intéressante dans le cas d'une transmission d'énergie par fil: soit une source S débitant du courant alternatif dans une ligne indéfinie; on peut, en fonction des constantes de la ligne, calculer la tension V_e en un point éloigné quelconque. Supposons qu'on introduise en ce point un «récepteur» constitué par une résistance pure R . Le courant dans ce récepteur sera-t-il $\frac{V_e}{R}$? Non, car la tension ne sera plus

V_e , le récepteur aura réagi sur la ligne et la tension aura une nouvelle valeur. Toutefois, le calcul montre que le courant dans le récepteur peut se mettre sous la forme $\frac{V_e}{R + \frac{Z_0}{2}}$; on peut

donc l'obtenir à partir de V_e , simplement en augmentant la résistance d'une certaine quantité $\frac{Z_0}{2}$ qui joue le même rôle que la «résistance de rayonnement», c'est-à-dire représente la réaction du récepteur sur le transmetteur. — P. DAVID.

BIBLIOGRAPHIE

L'Énergie rayonnante, par A. FORESTIER, ingénieur des Arts et

Manufactures. 60 pages, 27X18, Blanchard éditeur, 14 francs.

Cet ouvrage porte en sous-titre : *tableaux synoptiques de l'échelle des longueurs d'onde et des principales caractéristiques du rayonnement électromagnétique avec un résumé des théories actuelles.*

Il contient, en effet, quatre tableaux des oscillations électromagnétiques correspondant aux longueurs d'ondes connues ou mesurées depuis les ondes de 30 km utilisées en télégraphie sans fil jusqu'aux ondes de 0,0189 Angstrom rencontrées dans l'étude des spectres magnétiques de rayons β . Dans chaque tableau sont indiquées les caractéristiques principales des oscillations considérées : production, utilisation, méthodes d'analyse et de mesure, auteurs des découvertes.

Un autre tableau contient les constantes fondamentales des théories électroniques, d'après les derniers résultats publiés par le comité américain des tables critiques internationales des constantes.

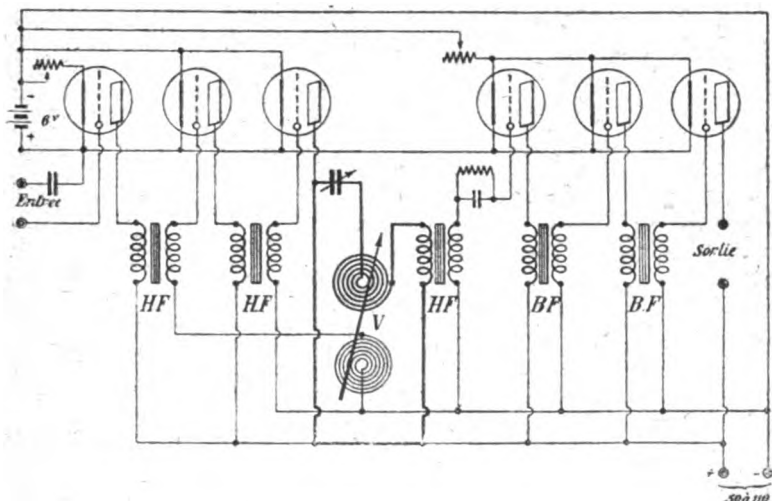
Quant au résumé des théories il comprend 18 pages de texte, principalement consacrées aux théories de Planck, de Bohr, de Sommerfeld et d'Einstein et à leurs conséquences ou aux questions qui s'y rattachent : lois ou formules de Stefan-Boltzman, de Wien, de Balmer, Ritz, de Lyman et de Moseley.

Cet ouvrage groupe d'une façon intéressante un grand nombre de renseignements actuellement disséminés dans un grand nombre de traités ou de revues. En dehors de l'avantage qu'il offre pour la recherche des formules ou des résultats numériques, il facilite les vues d'ensemble sur les théories modernes ainsi rapprochées en quelques pages. — MESNY.

MONTAGES ET TOURS DE MAIN

Comment on peut recevoir à 800 kilomètres la téléphonie en haut-parleur. — M. Prevost nous communique le schéma d'un amplificateur, grâce auquel il reçoit à Besse-sur-Isole dans le Var, la radiophonie en haut-parleur. Nous nous empressons de publier ce schéma qui pourra rendre

données suivantes : Fil de 10/100, 125 spires au primaire, 225 au secondaire, couchées séparées, espace de 6 mm entre les enroulements. Le bobinage est fait sur une carcasse en bois de 5 cm avec trou central de 3 cm, de façon à permettre un enveloppement en forme de tore par du fil de fer très re-



service aux amateurs éloignés de Paris. C'est, en somme, un amplificateur haute fréquence à transformateurs, suivi de deux étages basse fréquence.

La particularité intéressante est une réaction électromagnétique produite par le couplage entre deux bobines intercalées, l'une dans le circuit de plaque de la troisième lampe, l'autre dans le circuit de grille de la deuxième.

De plus, le circuit de plaque de la troisième lampe comporte un circuit oscillant accordé sur l'onde à recevoir, circuit oscillant composé du primaire du dernier transformateur haute fréquence, de la galette de réaction et d'un condensateur variable.

Cette combinaison permet de se placer à la limite d'accrochage, tout en formant un étage à résonance précieux au point de vue syntonie.

Les transformateurs H. F. ont les

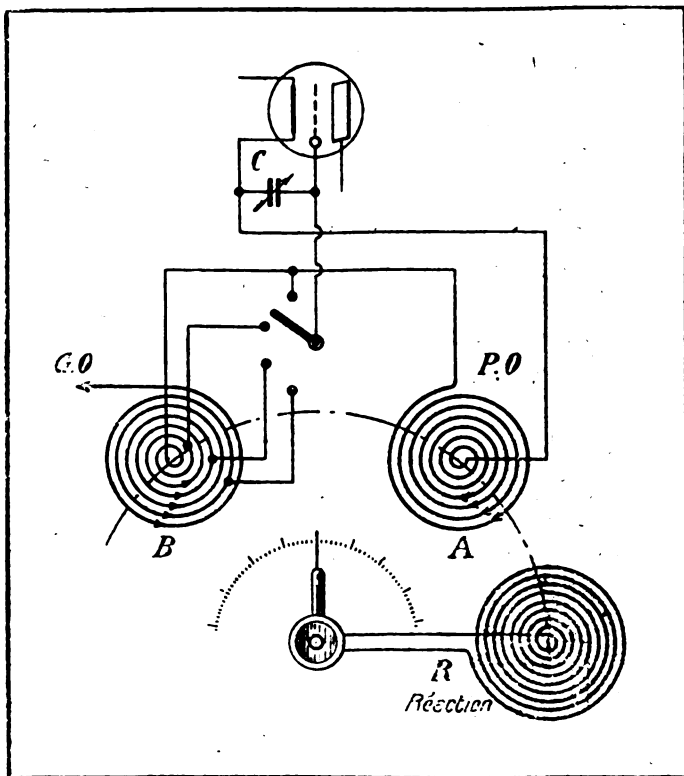
cuit de 1/10 de mm juxtaposé et non en paquet.

D'un système de réaction électromagnétique. — Un des principaux inconvénients de la réaction électromagnétique, quand on l'emploie entre 300 et 1 000 mètres, est le renversement de la réaction aux environs de 600 mètres le plus généralement.

M. Lemouzy nous communique à ce sujet la description d'un dispositif ingénieux qu'il a imaginé et qui lui permet dans ses appareils d'effectuer ce renversement sans manœuvre spéciale.

La self du circuit oscillant est constituée par deux galettes A et B enroulées en sens inverse et placées dans un même plan vertical, mais suffisamment éloignées pour que leur couplage puisse être considéré comme nul.

Une troisième galette constitue la



self de réaction et peut se déplacer devant l'une ou l'autre des selfs A et B.

Si la self A permet la réception des ondes de 300 à 600 mètres et la self B celle des ondes supérieures à 600 mètres, on trouvera toujours une position de la self de réaction qui permette l'accrochage.

Ce dispositif présente, il est vrai,

l'inconvénient du bout mort que forme la self B dans le cas de la réception des petites ondes. Comme cette portion de self n'est pas couplée inductivement à la self A, il est admissible qu'elle occasionne peu de pertes tant que sa longueur d'onde propre n'est pas précisément égale à celle du circuit oscillant de réception (self A et condensateur ϵ).

INFORMATIONS

Au sujet de l'article « Radiotéléphonie avec ou sans courant porteur », nous avons reçu la lettre suivante :

« Monsieur,

« J'ai lu avec beaucoup d'intérêt l'article de M. P. David sur la Radiotéléphonie avec ou sans courant porteur. J'ai pensé que vous seriez probablement

intéressé par quelques commentaires que nous pouvons vous donner comme ayant une certaine expérience du système de transmission avec une seule bande et sans courant porteur.

« Le dernier paragraphe de la page 4 montre la difficulté de maintenir le synchronisme entre le courant porteur réintroduit à la réception, et le courant porteur éliminé à l'émission. L'au-

teur pense qu'une précision plus grande qu'une centaine de périodes par seconde est pratiquement impossible à atteindre (1).

• Notre expérience sur une longueur d'onde d'environ 5 000 mètres est différente. Il nous est possible (sans avoir recours à des procédés extra-compliqués) de maintenir un synchronisme parfait entre les deux stations. Il est fréquent que la différence de fréquence soit de l'ordre de quelques périodes par seconde, moins de dix, par exemple, pendant de longues durées. De plus, après un arrêt de trois quarts d'heure, nous retrouvons les oscillateurs pratiquement au synchronisme.

• On doit remarquer que le réglage est excessivement simple : la station émettrice envoie une note à une fréquence connue. Celle-ci est reçue et comparée avec un diapason entretenu à la même fréquence. L'oscillateur local est alors réglé de façon à obtenir des battements très lents. La fréquence est alors correcte. Il suffit de s'assurer de temps à autre que le synchronisme subsiste.

• L'auteur indique, page 594, que la transmission d'une seule bande, sans courant porteur, se fait avec un rendement moitié de ce qu'on obtiendrait en transmettant les deux bandes. Pour les longues distances, le facteur qui intervient avant tout dans la réception est le rapport du signal utile aux perturbations atmosphériques. L'emploi de deux bandes nécessite un appareil de réception passant au moins les fréquences s'étendant à 2.000 cycles de part et d'autre du courant porteur. Dans le cas d'une seule bande, on peut réduire la largeur de la bande des fréquences reçues de moitié. On réduit en même temps les perturbations atmosphériques sensiblement dans les mêmes proportions. Donc, que l'on transmette avec une puissance donnée une ou deux bandes, le rapport à la réception entre le signal et les perturbations atmosphériques sera sensiblement le même. On peut donc dire

que le rendement ne change pas et que la transmission d'une seule bande offre l'avantage de faciliter les problèmes de la transmission et de la réception, et de réduire de moitié la zone occupée dans l'éther.

• E. M. DELORAINÉ. •

International Western Electric Company.

Au sujet de la modulation du poste radiotéléphonique de la Tour Eiffel.

Comme suite à une note parue dans l'*Onde Électrique* (juillet 1922, p. 347), par laquelle M. Beauvais revendique la paternité du montage de modulation consistant à placer dans le circuit de la grille un condensateur shunté par une lampe sur la grille de laquelle agit le circuit microphonique, nous avons cité dans notre article sur le nouveau poste radiotéléphonique de la Tour Eiffel (août 1923, p. 449) le brevet n° 503.942, pris par M. Beauvais sur ce procédé de modulation.

Nous avons reçu au sujet de cette citation une lettre dans laquelle M. Marius Latour signale que c'est dans son brevet n° 500.722 (par conséquent antérieur au brevet de M. Beauvais) qu'on a proposé pour la première fois d'intercaler une lampe à trois électrodes en série avec la self-grille, en commandant la résistance de cette lampe par le microphono.

M. Latour ajoute :

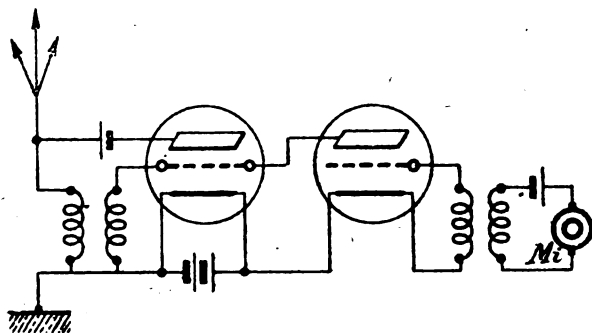
• Je comprends naturellement toutes les discussions techniques qu'on peut ajouter comme conséquence du fait d'une capacité supplémentaire venant accroître la capacité entre électrodes, capacité qui existait en fait dans nos essais de la Tour Eiffel en janvier 1916. Mais vous ne sauriez oublier que mon brevet comporte un dispositif concret utilisé dans votre poste radiotéléphonique. Je le répète : une lampe à trois électrodes en série avec la self-grille et actionnée par le microphono.

• Je n'ai pas besoin de vous dire que je n'aurais fait aucune réclamation si vous n'aviez pas mis en avant le nom de M. Beauvais sans mettre le mien en même temps. •

1. Dans l'article de M. David (p. 590), ce nombre s'appliquait uniquement aux ondes de 300 m et non à celles de 5 000 mètres.

A la présente note, que nous prions l'*Onde Electrique* de vouloir bien insérer dans son prochain numéro, nous

technique Montefiore; Fontaine, ingénieur, répétiteur et chef des travaux à l'Université de Liège; Francken, ingé-



joignons le schéma de principe qui figure au brevet n° 502.722 invoqué par M. Latour. — Cdt JULLIEN.

Fondation George Montefiore.

Prix triennal, concours 1920 (1923). *Compte rendu des opérations du jury.* Le premier soin de la Présidence fut de pourvoir, en temps utile, chacun des jurés d'une collection complète des mémoires présentés, afin qu'il pût les examiner préalablement à la réunion du jury. Cette façon de procéder a permis de réduire considérablement le travail à faire en commun.

D'autre part, pour qu'aucun mémoire n'échappât à l'examen approfondi d'au moins un spécialiste, le Président désigna, pour chaque travail, un rapporteur chargé d'en exposer les mérites et d'en faire la critique au sein du jury, qui était composé comme suit, de cinq membres belges et de cinq membres étrangers :

MM. Blondel, membre de l'Institut, à Paris; Boucherot, professeur à l'Ecole de physique et de chimie de la Ville de Paris; Feldman, professeur à l'Ecole technique supérieure de Delft; Landry, ingénieur-conseil, professeur d'électricité industrielle à l'Université de Lausanne; Langevin, professeur au Collège de France et à l'Ecole municipale de physique et de Chimie industrielles de Paris; Omer de Bast, professeur à l'Université de Liège, directeur de l'Institut électro-

nier honoraire des mines, ancien directeur du service de la traction aux chemins de fer de l'État belge; Gillon, ingénieur, chargé du cours d'électricité à l'Institut électromécanique annexé à l'Université de Louvain; Piérard, ingénieur en chef, directeur d'administration à l'Administration des télégraphes, professeur d'électrotechnie à l'Université libre de Bruxelles.

Deux séances plénières furent tenues à l'hôtel de l'Association des ingénieurs électriciens sortis de l'Institut Montefiore, à Liège, l'une le samedi 29 septembre à 15 heures, l'autre le 30 à 10 h. 1/2, sous la présidence de M. le professeur Omer de Bast.

Neuf membres du jury y assistaient. M. Blondel empêché par son état de santé de se rendre à Liège, s'était fait excuser tout en donnant, par écrit, son avis sur les mémoires à examiner.

Le Président donna d'abord lecture, à titre documentaire, du règlement de la fondation George Montefiore et du compte rendu des opérations du jury du concours de 1917 (1921). On passa ensuite à l'audition des rapports sur les mémoires présentés, au nombre de sept, et à la discussion de leurs conclusions.

Le Président soumit alors à la délibération la question préalable suivante :

Y-a-t-il lieu de décerner à l'un des mémoires le prix unique de 21.000 francs ?

Tous les membres présents se prononcèrent pour la négative.

Le règlement de la Fondation prévoyant la division du prix, le jury eut, en conséquence, à examiner la question d'opportunité de cette division.

Les membres de chacune des deux sections, étrangers et nationaux, votant séparément, décidèrent à l'unanimité de diviser le prix et de récompenser par des prix partiels certains travaux d'un mérite incontestable.

Après un long débat, le jury conclut, à l'unanimité, qu'il y avait lieu :

1° De primer les mémoires de M. Fernand Campus, ingénieur, directeur technique à la commission interalliée du gouvernement de la Sarre, sur « le calcul graphique des réseaux de distribution d'énergie électrique », et de M. Thielmans, ingénieur à la Compagnie Thomson-Houston à Paris, sur les « Calculs, diagrammes et régulation des lignes de transport d'énergie à longue distance ».

2° De fixer le montant de chacun de ces prix à 4.000 francs.

3° D'attribuer à l'ensemble des mémoires : The secomor (A kinematic device which imitates the performance of a series-wound polyphase commutator), The indumor (A kinematic device which indicates the performance of a polyphase induction machine), The integraph (Based on parallel double tongs), The heavivision (A computing kinematic device for long transmission lines), The blondelion (A kinematic device which indicates the performance of a polyphase synchronous motor), The C R S er (A kinematic device for vectorial addition of complex quantities, such as electrical impedances and admittances), Kinematic modele of electrical machinery (Reducing a phenomenon to a system of simultaneous equations), présentés par M. Vladimir Karapetoff, d'Ithaca (États-Unis d'Amérique), un prix exceptionnel de 4.000 francs en vertu de la disposition spéciale du règlement de la fondation permettant au jury d'accorder un tiers du disponible, au maximum, à un travail qui, sans

rentrer complètement dans le programme, montre une idée neuve pouvant avoir des développements importants dans le domaine de l'électricité.

4° De faire paraître in extenso, au bulletin de l'Association, une traduction française des mémoires de M. Karapetoff relatifs à « l'indumor » et au « blondelion ».

Au cours des débats, a été formulé, par plusieurs membres, le regret de constater la tendance actuelle, chez la plupart des auteurs de mémoires, de négliger le côté physique des questions traitées et de s'attacher surtout à en développer le côté purement mathématique.

Avant de déclarer les opérations du jury terminées, le Président annonça que le prochain concours est fixé à 1925 et comportera un prix de 22.500 francs.

Il se fait ensuite l'interprète du conseil d'administration de l'A.I.M. pour remercier les membres du jury de la haute et précieuse collaboration qu'ils ont bien voulu prêter à la fondation et leur exprimer ses sentiments personnels de reconnaissance pour les soins qu'ils ont apportés à l'examen des mémoires.

Station radiotéléphonique de Montréal. — La station radiotéléphonique de la Tour Eiffel a reçu la lettre suivante du journal *La Presse* de Montréal :

« Cher Confrère,

« Depuis déjà au delà d'une année que notre poste est en opération, nous avons reçu des accusés de réception du Danemark, de l'Angleterre, des Pays-Bas, de l'Amérique Centrale ; mais, malheureusement, jusqu'ici jamais de France.

« Auriez-vous l'amabilité de sacrifier un ou deux soirs pour chercher à capter nos ondes, et, si le résultat est obtenu, de nous en faire part d'abord par cablogramme à nos frais, ensuite par lettre détaillée avec photo des appareils récepteurs, des opérateurs, etc.

« Il nous ferait excessivement plaisir que la nouvelle et la vieille France fussent en communication par la radio. Nous sommes le seul poste en Amé-

rique émettant des concerts et causeries en français et anglais.

« Nous incluons sous pli nos heures d'émissions.

« Avec l'assurance de notre considération et de notre coopération, nous sommes,

« Vos tout dévoués.

« Signé : CARTIER, *gérant*. »

P.-S. — Si vous voulez bien nous donner les mêmes renseignements sur votre poste, nous vous écouterons.

« Heures françaises d'émissions du poste C. K. A. C., *La Presse*, Montréal.

2 000 watts, 430 mètres.

« Tous les jours à 21 heures.

« Les dimanches : de 21 h. 30 à 23 h.

« Les mercredis, vendredis, dimanches : de 0 heure à 3 heures. »

Nous prions instamment les membres de la S. A. T. S. F. qui peuvent écouter ces communications, de nous aviser dès qu'ils les auront entendues, et de nous donner ensuite les indications demandées par *La Presse* de Montréal.

Adresser les communications à M. Mesny, 21, rue Jacob, Paris (6^e).

Radio-Club de Dunkerque.

Un certain nombre d'amateurs de la région de Dunkerque viennent de se grouper sous le titre de Radio-Club de Dunkerque. Le but de ce club est de donner à ses adhérents des conseils techniques et il met à la disposition de ses membres un laboratoire où ils pourront travailler.

Le bureau de la Société a été élu dans sa séance du 30 octobre 1923. En voici la composition :

Président d'honneur : M. Terquem, maire de la ville de Dunkerque, officier de la Légion d'honneur. Membres d'honneur : M. Perrin, directeur de l'Institut dunkerquois ; M. Steen, professeur d'électricité. Président : M. Fesquet ; Vice-Président : M. Kerkove ; Secrétaire général : M. J. Lavergne ; Secrétaire-adjoint : M. A. Lobert ; Trésorier : M. O. Deman ; Conservateur du matériel : M. Steen ; Bibliothécaire : M. J. Ryckelnyck.

Adresser la correspondance à M. Lavergne, 15, rue de Calais, Dunkerque.

Conférences-Rapports de documentation sur la Physique. — Ces conférences se vendent à l'abonnement par série de 20 conférences (1^{re} série, 8 volumes) : France, 80 francs ; Étranger, 90 francs, ou par volume séparé.

Une remise de 25 % sur le prix de l'abonnement et de 20 % sur le prix des volumes séparés est accordée aux membres de la *Société des Amis de la T. S. F.*

Pour la vente et l'abonnement, s'adresser aux dépositaires : « Les Presses Universitaires de France », 49, boulevard Saint-Michel, Paris (V^e) ; Librairie A. Blanchard, 3, place de la Sorbonne, Paris (V^e).

Première série des Conférences-Rapports.

Les Rayons X, par Maurice de Broglie, 15 francs ; *La Théorie des quanta*, par Léon Brillouin, 15 francs ; *L'arc électrique*, par Maurice Leblanc fils, 10 francs ; *Les Phénomènes thermodynamiques*, par Eugène Bloch, maître de conférences à la Sorbonne (sous presse), 10 francs ; *La Lampe à trois électrodes*, par C. Gutton, professeur à la Faculté des Sciences de Nancy, 10 francs ; *La Structure des cristaux*, par C. Mauguin, maître de conférences à la Sorbonne, 15 francs ; *La Technique du vide*, par L. Dunoyer, professeur à l'Institut d'Optique, 10 francs ; *L'Évolution des étoiles*, par Jean Bosier, astronome adjoint à l'Observatoire de Paris, 10 francs.

Erratum.

Lignes en T dissymétriques, p. 563, remplacer les lignes 13, 14, 15 (en remontant) par les suivantes :

« Ce qui détermine en fonction des données une quantité complexe ν qui a une double série de déterminations de la forme $\pm (\nu, \pm k, \pi)$, ν , étant l'une quelconque d'entre elles. Nous trouvons... »

Poste radio d'amateur 8CH. (*Changement d'adresse*). — M. Bucz, Villa La Terrasse, 48, av. de la Collé Saint-Cloud, à Vaucresson (S.-et-O.).

L'éditeur gérant : ÉTIENNE CHIRoux.

Société des Amis de la T. S. F.

AVIS AUX SOCIÉTAIRES

Renouvellement des cotisations pour 1924

Afin de faciliter les opérations de comptabilité et d'éviter les doubles emplois, la Société fera recouvrer les cotisations pour 1924 par les soins de la poste, du 1^{er} au 15 février 1924.

Les sociétaires sont donc instamment priés d'attendre la présentation de leur reçu par le facteur et de faire tenir à sa disposition le montant de leur cotisation.

Le numéro de l'Onde Électrique de Janvier 1924 sera envoyé à tous les sociétaires sans distinction, mais le numéro de Février ne sera envoyé qu'à ceux qui auront accepté la quittance présentée par la poste.

Nous rappelons que le montant des cotisations est le suivant :

Membres titulaires : 25 fr. — Membres associés : 15 fr.
Sociétés : 100 fr.

La quittance des membres résidant à l'étranger est augmentée de 5 francs pour frais d'affranchissement supplémentaire.

P.-S. — Si toutefois les sociétaires préfèrent, pour des raisons personnelles, éviter le recouvrement par la poste, il leur suffira de faire parvenir leur cotisation au trésorier avant le 15 janvier 1924. Dans ce cas, pour faciliter le travail de nos services, prière d'indiquer autant que possible, avec le nom, le numéro de référence inscrit sur la carte de sociétaire.

PREMIÈRE COMMUNICATION TRANSATLANTIQUE BILATÉRALE ENTRE POSTES D'AMATEURS

Par M. DELOY-SAB

En publiant l'article ci-dessous de M. Deloy, nous tenons particulièrement à insister sur l'importance considérable des résultats qu'il a obtenus. Il existe une différence très nette entre ces communications bilatérales régulières et les réceptions un peu hasardeuses qu'avaient mis en lumière les essais transatlantiques des deux années précédentes. L'ère des applications pratiques et commerciales sur les ondes courtes, avec de très faibles puissances, est ouverte, et il n'est pas téméraire de penser à une révolution complète dans les procédés de communication, révolution aussi imprévue qu'inespérée.

En même temps, un chapitre nouveau s'ouvre pour la science : la distribution sur la surface de la terre de quantités d'énergie dont la petitesse déroute l'imagination devra être expliquée; les relations certainement intimes qui existent entre cette distribution et l'état électrique de notre atmosphère permettent d'entrevoir des méthodes d'investigation puissantes et peu coûteuses pour l'étude de phénomènes encore à peu près ignorés, tant à cause de leur complication, qu'en raison de l'étendue et de l'éloignement des régions qui en sont le siège.

Nous sommes heureux que le précurseur soit un de nos compatriotes, et nous lui adressons ici nos très vives félicitations.

Nous ne voulons pas oublier un émule de M. Deloy, M. Pierre Louis qui, peu de jours après ce dernier, a réalisé les mêmes belles expériences, et nous publions ci-dessous la lettre dans laquelle il vient de nous faire connaître ses résultats.

Enfin, nous tenons à bien mettre en lumière que MM. Deloy et Louis sont tous deux des amateurs dont le travail est essentiellement personnel. C'est une preuve de plus — s'il en fallait — du champ immense qui est ouvert aux efforts de tous les travailleurs dans le merveilleux domaine de la télégraphie sans fil. C'est la preuve aussi de l'intérêt qui s'attache à une collaboration toujours plus étroite entre la science et la technique d'une part, et « l'amateurisme » d'autre part. Cette collaboration est un des buts principaux pour lesquels la Société des Amis de la T. S. F. a été fondée et vers lesquels elle dirige tous ses efforts.

Les ondes courtes sont décidément fertiles en surprises agréables pour ne pas dire en trésors immenses. De tous temps, j'ai eu confiance en elles et cette confiance n'a fait que croître avec l'expérience. Elles viennent de me récompenser largement des nombreuses heures passées à leur étude en me permettant d'établir la première communication bilatérale avec les amateurs américains. A ce résultat, pour ainsi dire sportif, s'ajoute celui beaucoup plus intéressant d'avoir mis en lumière les possibilités énormes et à peu près insoupçonnées jusqu'à présent des ondes de l'ordre de 100 mètres de longueur.

Dans un précédent article, j'ai parlé de la réception de ces ondes ;

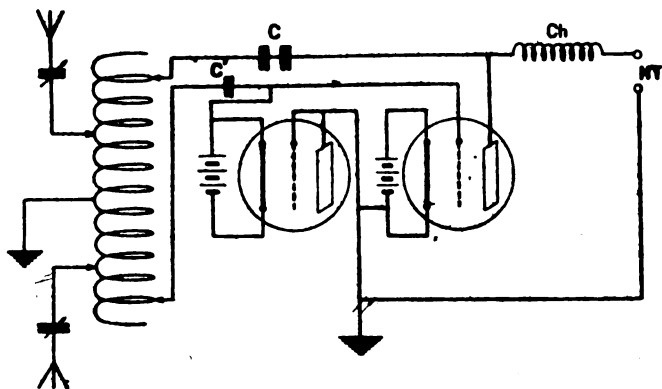


Fig. 1.

aujourd'hui, je me bornerai donc à décrire mon montage d'émission.

La figure 1 en donne le schéma de principe : la haute tension est fournie par un transformateur Ferrix donnant trois à quatre mille volts au secondaire en partant du secteur 110 volts 25 périodes. Le manipulateur est dans le primaire de ce transformateur. La bobine de choc *Ch* est destinée à empêcher les retours de haute fréquence au transformateur. Deux lampes SIF type B de 250 watts sont montées en parallèle ; leurs filaments sont alimentés en continu par une batterie d'accumulateurs et prennent ensemble 13 à 14 ampères sous 5,5 volts. Le chauffage en alternatif a dû être abandonné à cause des variations de tension du secteur qui produisaient à la réception un « fading » souvent très prononcé. Les condensateurs *C* montés en série ont pour but d'empêcher la source de haute tension d'être court-circuitée par le circuit oscillant. La résistance de grille est constituée par l'espace plaque-filament d'une lampe SIF de 50 watts. Cette lampe est alimentée par une batterie d'accumulateurs de quatre éléments, et un rhéostat en série, dans le circuit permet de faire varier

la température du filament et par conséquent la résistance qui réunit les grilles des lampes oscillatrices à la terre; on a ainsi un moyen très commode d'obtenir le maximum de rendement de ces lampes. Le condensateur C est le condensateur de grille des lampes oscillatrices. Le circuit oscillant présente quelques particularités fort intéressantes qui sont dues à Mr. John Reinartz, l'amateur américain universellement connu. La self est un solénoïde en tube de cuivre. Le point milieu de cette self est à la terre. Il y a un condensateur variable dans l'antenne et un dans le contrepoids. Ces condensateurs

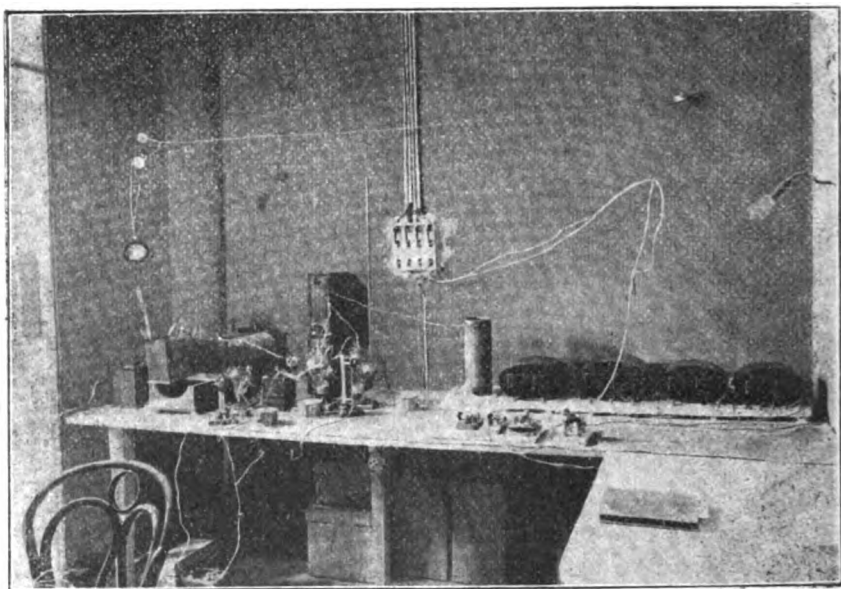


Fig. 2. — Poste d'émission de 8AB le 23 novembre 1923.

ont une valeur maximum de 0,0005 MF. L'ampèremètre d'antenne et l'ampèremètre de contrepoids doivent marquer le même courant si le système rayonnant a les dimensions voulues. Dans mon poste, qui n'est encore qu'à ses premiers essais, le courant d'antenne est un peu plus grand que celui du contrepoids, par exemple 2,8 contre 2,5 sur onde de 109 mètres. Les deux condensateurs doivent toujours être sur des divisions correspondantes et se règlent simultanément; on peut par cette seule manœuvre faire varier la longueur d'onde dans de grandes limites. L'antenne actuellement employée est constituée par un prisme horizontal de quatre fils d'une longueur de dix mètres. Les diagonales de ce prisme ont un mètre. La descente est constituée

par deux fils d'une quinzaine de mètres partant d'une extrémité du prisme d'antenne. Le contrepoids est indentique au prisme d'antenne mais plus long de quelques mètres; il part de la fenêtre du poste située à environ dix mètres au-dessus du sol et descend jusqu'à un

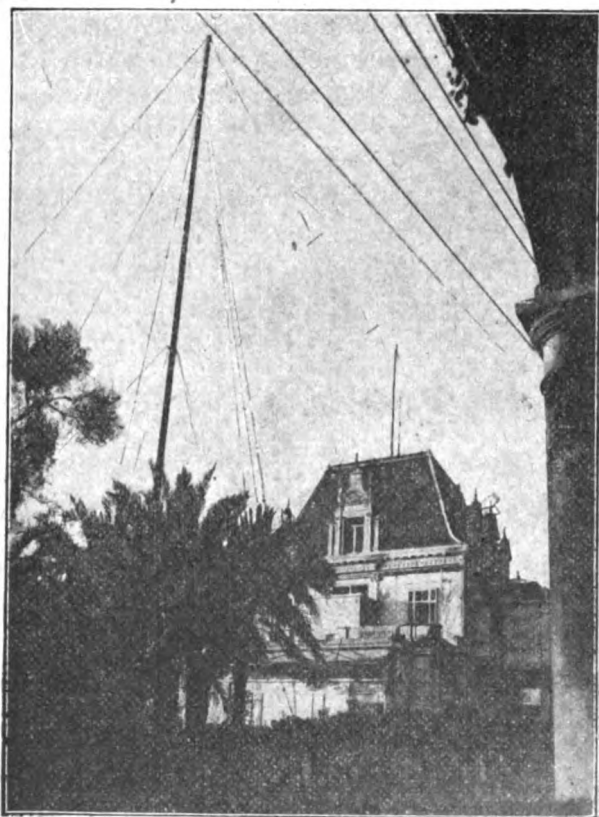


Fig. 3. — Antenne et contrepoids de 8AB le 28 novembre 1923.

point situé à environ deux mètres du sol. Il est presque sous l'antenne.

L'une des principales difficultés de cette expérience était de trouver un collaborateur américain qui veuille bien établir un poste analogue à une époque où on pensait en général que les ondes de cent mètres étaient incapables de franchir plus d'un millier de kilomètres. J'ai eu la bonne fortune de rencontrer cet été aux États-Unis quelques amateurs enthousiastes qui résolurent de tenter l'aventure. Ils ne le regrettent pas aujourd'hui !

Mr. F.-H. Schnell, 1 MO de Hartford (Connecticut), me reçut parfaitement pendant une heure dès le premier essai que je fis le 26 novembre dernier. Le lendemain, il me reçut tout aussi bien. Le jour suivant 28 novembre, il entreprit également de transmettre sur une onde de 110 mètres environ, et je le reçus ici parfaitement. Depuis lors, nous sommes en communication bilatérale quotidienne.

Voici quelques précisions qui indiquent la valeur de l'onde de cent mètres. Mr. Schnell, 1 MO, me reçoit à Hartford, lisible à sept mètres des écouteurs ; il emploie une lampe en réaction et une basse

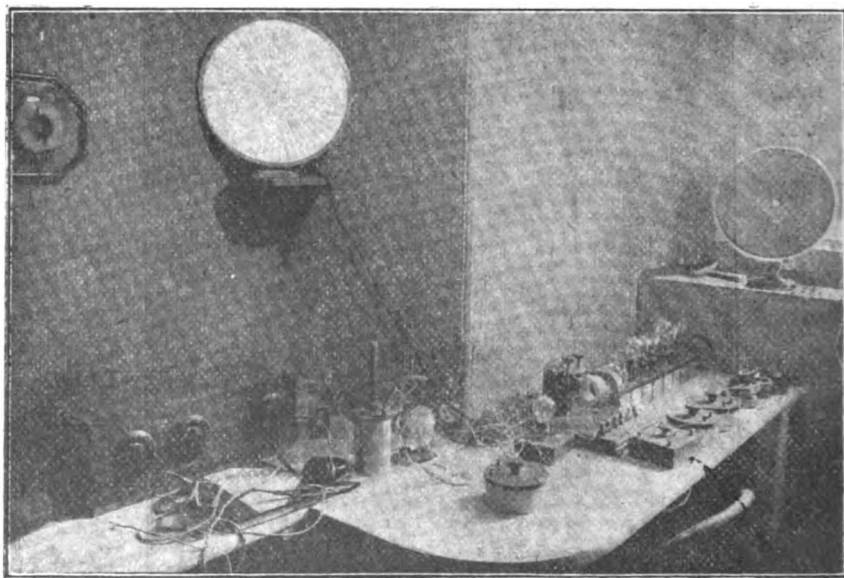


Fig. 4. — Réception de 8AB le 28 novembre 1923
A gauche, récepteur Grebe ; à droite, superhétérodyne.

fréquence. Mr. J. Reinartz, 1 XAM de South Manchester (Connecticut), me reçoit sur antenne intérieure de sept mètres et même sans antenne. Mais le point le plus important est que le « fading » semble absent de ces ondes. Voici huit nuits que je correspond avec 1 MO et je n'ai jamais remarqué le plus petit changement dans l'intensité de ses signaux ; quant à lui il m'a dit un jour : « Je remarque pour la première fois du fading dans vos signaux. » Or, à ce moment-là, le secteur d'alimentation de mon poste avait des variations de tensions très marquées.

Devant ces résultats, il est intéressant de chercher à prévoir les applications qu'un avenir prochain réserve aux ondes de cent mètres.

Il est fort probable que ces applications seront considérables; il faut le souhaiter puisqu'elles feront réaliser d'immenses économies dans les communications transocéaniques; mais espérons qu'on n'oubliera pas le rôle qu'ont joué les amateurs dans le développement de l'usage des ondes courtes et qu'on nous laissera [utiliser toutes les ondes de zéro à deux cents mètres comme au temps où on ignorait leur valeur.

LÉON DELOY.

* *

Nous recevons d'autre part la lettre suivante de M. P. Louis qui vient également de réaliser une communication bilatérale avec l'Amérique :

Monsieur,

J'ai l'honneur de vous informer que je viens [non seulement d'être entendu en Amérique, mais que j'ai communiqué ce matin] 16 décembre à 6 h. 30 pendant trois quarts d'heure avec 1 MO] d'Hartford Connecticut; nous avons échangé au total 160 mots sans une répétition.

J'ai réalisé cette communication grâce à M. Deloy 8 AB qui a bien voulu avertir 1 MO, quelques instants avant, que je désirais essayer d'entrer en communication avec lui.

Au cours de notre conversation, 1 MO m'a dit qu'il me recevait à deux pieds des téléphones sur deux lampes seulement, une détectrice et une basse fréquence.

1 MO et moi travaillons sur 108 mètres environ. Voici quelques données sur mon poste.

Antenne. — Celle de mon poste pour 200 mètres de longueur d'onde ayant 175 mètres de longueur d'onde propre, travaillant en apériodique.

Poste. — Deux lampes E.4 « Fotos » en parallèle, ayant plus de mille heures de fonctionnement, alimentées par une dynamo « Electro-Labor » RT.3 de 1 200 volts. Dans l'antenne 0,7 ampère (110 watts alimentation).

La réception de 1 MO était excellente et pouvait être entendue à plusieurs mètres du casque avec une lampe à résonance, une détectrice et une basse fréquence; l'accord se faisait par vis micrométriques et galettes « Anticapa » de M. Marius Thouvais, sur l'antenne d'émission.

Veuillez agréer, Monsieur, l'expression de mes sentiments distingués.

Pierre Louis (8 BC)
Membre des Amis de la T. S. F.
Ingénieur Electricien.

LE PROBLÈME DE L'ALIMENTATION DES POSTES RÉCEPTEURS PAR LE COURANT ALTERNATIF (1)

Par M. CLAVIER

Ingénieur à l'E. C. M. R.

Le problème de l'alimentation des postes récepteurs par courant alternatif attire de plus en plus l'attention des amateurs soucieux de se débarrasser de l'ennui que leur causent l'emploi et l'entretien des accumulateurs. Cet article a pour but d'exposer les principales solutions proposées. Des résultats intéressants ont été obtenus, en France en particulier ⁽²⁾.

Nous traiterons successivement des points suivants : obtention de la force électro-motrice de plaque; alimentation du filament; amplification haute et basse fréquence; détection.

Obtention de la force électro-motrice de plaque.

L'alimentation directe des plaques par courant alternatif nécessite l'emploi de lampes jumelées et ne convient pas facilement pour la

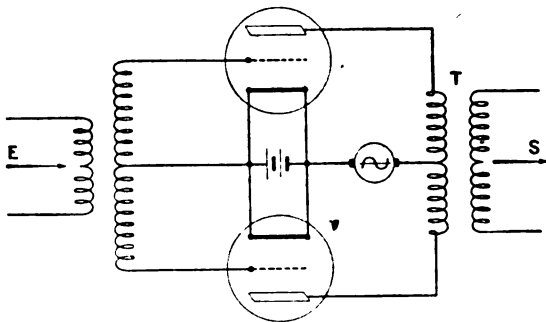


Fig. 1.

réception de la téléphonie. Nous en donnons un schéma (fig. 1), proposé par M. Latour en 1915. Dans ce montage, les tensions plaque des

(¹) Conférence à la Société des Amis de la T. S. F., le 22 septembre 1923.

(²) Citons parmi les techniciens qui se sont occupés de la question, MM. Barthélemy, Bethenod, Corret, Depriester, Latour, Moye et Valette. Des essais avaient été entrepris dans le laboratoire de la Radiotélégraphie militaire en 1917, dans un but différent. L'Exposition de Physique et de T. S. F. a montré les efforts des constructeurs pour résoudre le problème et d'intéressantes réalisations pratiques.

deux lampes accouplées varient en phase. On peut faire en sorte, par un choix d'enroulement convenable des bobines T, que les effets des courants variables de chaque circuit plaque soient en opposition. Si les lampes sont identiques, rien ne passe dans le circuit d'utilisation S de la fréquence d'alimentation f_1 du système. Le courant incident provoque des variations de potentiel grilles, qui sont en opposition. Les effets s'en ajouteront dans le circuit S.

On peut réaliser un montage analogue où, utilisant les deux alternances du courant d'alimentation, il devient possible de recevoir de la téléphonie. Mais il est évidemment plus commode de ne se servir du courant d'alimentation qu'après redressement, et aplanissement.

Parmi les redresseurs utilisables, il faut éliminer les redresseurs électro-mécaniques, pour lesquels la délicatesse de réglage et la présence d'étincelles de rupture donnent trop d'ennuis. On emploie plus commodément la soupape électrolytique, le « tungar », ou la lampe à deux électrodes.

On réalise communément ce dernier type de redresseur, en employant les lampes ordinaires à trois électrodes, dont on réunit par un conducteur la grille et la plaque. Le réglage du chauffage permet

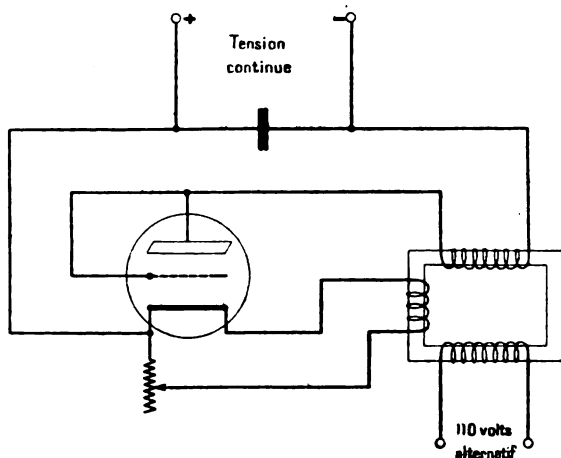


Fig. 2.

de régler la tension d'alimentation des lampes réceptrices. Une lampe ordinaire servant de redresseur peut alimenter, sans que son chauffage soit trop poussé, deux lampes utiles. Le montage est indiqué (fig. 2).

On ne profite toutefois ainsi que d'une alternance. Il est évidem-

*

ment préférable d'employer les deux. Les figures 3 et 4 représentent deux types de montage usuels, schématisés.

Pour aplanir la courbe ondulatoire du courant redressé, on peut

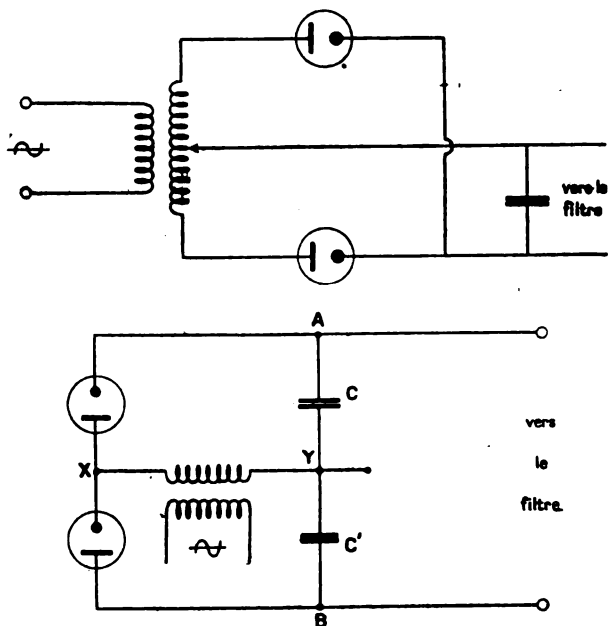


Fig. 3 et 4.

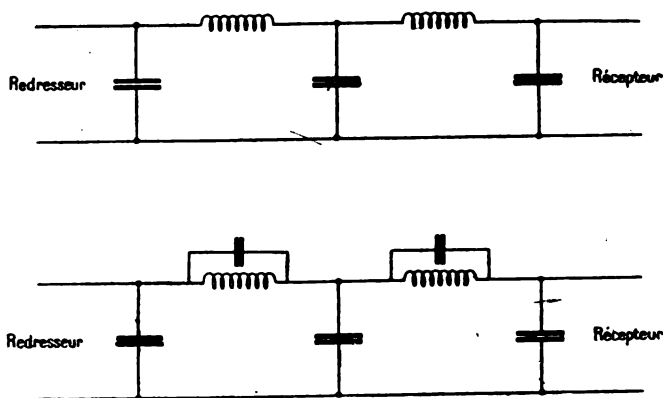


Fig. 5 et 6.

employer, comme il est bien connu, un condensateur de forte capacité, qui, chargé par le courant redressé, se décharge dans le circuit d'utilisation. Si la constante de temps de ce dernier circuit est grande

par rapport à la période du courant alternatif, le condensateur se décharge relativement peu dans l'intervalle de deux alternances successives redressées. La variation relative de la tension d'alimentation des lampes réceptrices est d'autant plus faible que la résistance filament plaque est plus grande, la capacité employée au redresseur plus grande, la fréquence alternative plus élevée. Dans le cas où l'on emploie les deux alternances, la variation de la tension obtenue aux bornes du redresseur, plus faible, se fait à une fréquence double de celle du secteur.

Pour achever d'atténuer les ondulations du courant redressé, on se sert de filtres, ensemble de selfs et de capacités, disposées en cellules successives, par exemple comme l'indiquent les figures 5 et 6. la combinaison de la figure 6 permettant, avec des éléments de valeur moins grande, d'empêcher le passage d'une fréquence déterminée.

Alimentation des filaments.

L'alimentation des plaques par redresseur et filtre donne pratiquement satisfaction. Plus difficile est l'alimentation des filaments.

La solution généralement adoptée est ici l'alimentation directe. Il en résulte deux graves inconvénients :

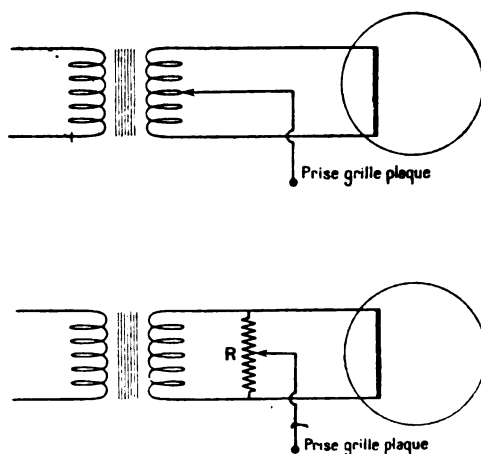


Fig. 7 et 8.

Les différents points du filament se trouvent, par rapport aux anodes, à des potentiels variables périodiquement.

La température du filament ne reste pas rigoureusement constante.

Pour obvier au premier inconvénient, M. Barthélémy a préconisé de réunir les anodes au point milieu du filament ou à un point au même potentiel; on y arrive commodément en se servant d'un transformateur d'alimentation avec prise médiane au secondaire, ou bien en alimentant, en même temps que les filaments, une résistance en un point de laquelle on fait, par prise variable, le retour des circuits grille et plaque. On peut encore se servir d'un enroulement supplémentaire procurant une tension moitié de celle qui alimente les filaments.

De quelque manière que ce soit, deux points symétriques par rapport à la prise de grille, se trouvent, par rapport à cette prise, à des potentiels instantanés égaux et opposés. Si la lampe fonctionne dans une région de surface caractéristique plane, la moyenne des courants de plaque partant de ces deux points symétriques du filament est très sensiblement constante, et le trouble dû à la non-fixité du point commun dans les lampes se trouve maîtrisé de façon généralement satisfaisante. Il est meilleur de se réserver le réglage de la prise grille-plaque pour chaque lampe, mais cela complique évidemment.

La prise médiane laisse subsister une cause importante de perturbations qu'a étudiée M. Depriester. C'est, dans le cas de la présence d'un courant grille, le fait que la caractéristique grille n'est pas linéaire. Si l'impédance du circuit de grille n'est pas faible, il en résulte des variations du potentiel de grille, d'où résultent des bruits parasites. Pour les atténuer, on peut rendre la grille négative à l'aide d'une pile à faible débit, tout en maintenant la tension plaque assez élevée pour que le point de fonctionnement demeure dans la région linéaire des caractéristiques.

M. Depriester a imaginé d'intercaler une résistance shuntée dans le fil de retour commun plaque et grille. Le passage du courant plaque fait que la grille se trouve ainsi à un potentiel négatif par rapport au point commun. Le condensateur livre passage à la haute fréquence et empêche l'amorçage d'oscillations dû au couplage créé par la résistance commune aux circuits plaque et grille. Si la tension plaque ou le chauffage augmentent, la grille se trouve, automatiquement, amenée à un potentiel plus bas, dans un sens par conséquent avantageux.

Pour porter remède aux variations de température du filament, on a préconisé le chauffage par courants polyphasés, ou l'emploi de lampes spéciales : lampes à gros filaments, présentant plus d'inertie calorifique. Ces lampes ont été employées avec succès par M. Barthélémy.

L'alimentation indirecte des filaments par redresseur et filtre est

aussi réalisable ; on peut employer un jeu de soupapes électrolytiques avec petite batterie d'accumulateurs en tampon. Cette batterie qui se charge pendant son fonctionnement même, présente peu d'inconvé-

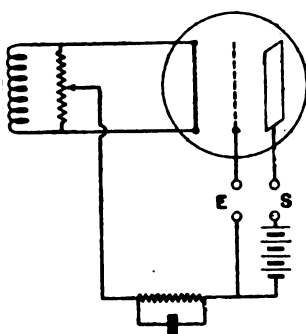


Fig. 9.

nients. Le problème du filtre est assez incommode, surtout à cause de la faible résistance du circuit d'utilisation. Pour réduire l'encombrement du redresseur, on alimente les filaments en série.

Amplification haute et basse fréquence.

En dehors des précautions prises pour l'alimentation, on a cherché à atténuer les bruits parasites résiduels, en gênant autant que possible la transmission des fréquences de l'ordre de celles du courant alternatif d'alimentation.

Les montages d'amplificateurs haute fréquence à liaison sans fer

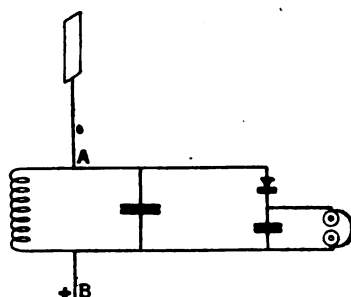


Fig. 10.

(transformateurs sans fer, impédance-capacité) sont à cet égard avantageux.

Pour achever, on peut monter, comme l'a fait M. Moye, sur le circuit de la dernière plaque, un circuit oscillant accordé sur la lon-

gueur d'onde à recevoir; le système détecteur téléphone se branche alors en dérivation. Comme il est connu, l'impédance entre A et B, très grande pour un courant dont la fréquence est celle de l'onde incidente, est insignifiante pour un courant de fréquence très basse. Seule, l'onde incidente produit aux bornes du système détecteur téléphone, une force électro-motrice suffisante pour y faire circuler un courant d'intensité audible.

Les montages différentiels sont, en haute comme en basse fréquence, assez efficaces. La figure 11 en donne le schéma de principe. Par un choix convenable des enroulements, on peut faire en sorte que les

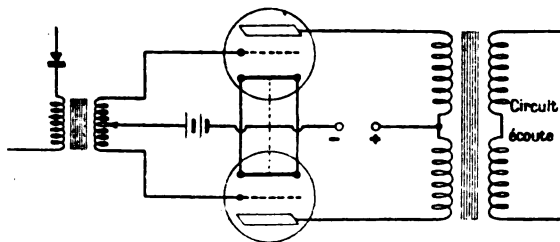


Fig. 11.

effets dus à l'excitation des grilles, dont l'une reçoit une tension positive, quand l'autre reçoit une tension négative, s'ajoutent, tandis que les effets dus à l'alimentation par le secteur, de même sens pour les deux lampes, se retranchent. Deux lampes ainsi jumelées ne font évidemment qu'un étage d'amplification.

L'amplification basse fréquence présente plus de difficultés que l'amplification haute fréquence, du fait que les fréquences parasites sont beaucoup plus voisines des fréquences utilisées. D'autre part, on ne peut pas, du fait qu'en téléphonie il est nécessaire de recevoir une gamme d'ondes assez étendue, faire appel à la résonance. On obtient cependant de bons résultats en branchant l'écouteur téléphonique dans un circuit d'écoute, comportant un condensateur C (fig. 12) d'une valeur telle que l'impédance totale du circuit d'écoute présente un minimum pour une fréquence de l'ordre de 500. On pourrait mieux faire avec des filtres plus complexes.

L'emploi de la réaction dans les amplificateurs haute fréquence alimentés par courant alternatif est très délicat. Au voisinage de l'accrochage, les variations de température causées par l'alimentation suffisent, ou à provoquer des accrochages irréguliers, ou à faire naître des variations d'amplification qui modulent l'onde incidente. On a

même songé à faire ainsi de la superréaction. A moins de se priver de réaction, ce qui évidemment diminue considérablement la sensibilité

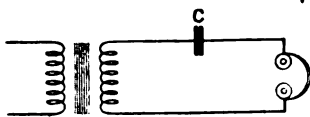


Fig. 12.

du récepteur, la solution ne se voit que dans l'emploi des lampes spéciales auxquelles nous avons fait allusion. Les lampes à filament recouvert d'oxyde, très employées en Amérique, nécessitant un échauffement moindre, sont moins sensibles aux variations périodiques du courant d'alimentation.

Détection.

La lampe détectrice travaillant dans des régions de caractéristiques non linéaires, l'alimentation par courant alternatif amène de graves perturbations. On peut essayer un montage différentiel; on peut recourir à une lampe à faible consommation alimentée séparément. Nous ne voyons pas quelles objections graves on peut faire à l'emploi de la galène, qui simplifie beaucoup le problème. Presque toujours, les émissions que l'on cherche à entendre sont assez intenses pour qu'un réglage minutieux du point de détection ne soit pas indispensable.

Conclusion.

Car dans l'état actuel des réalisations, et si soignées soient-elles, il ne faut pas se dissimuler que les résultats obtenus ne sont pas parfaits. Alimentation plaque et montages différentiels nécessitent, d'une part, l'emploi de lampes supplémentaires. Il est bien rare, et surtout si l'on pousse un peu la réaction, qu'il ne subsiste pas d'autre part un ronflement à l'écouteur. Pour les auditions en haut-parleur des postes reçus avec assez de puissance, la solution est, par contre obtenue dès à présent de façon satisfaisante.

Cet article est la reproduction d'une conférence faite aux Amis de la T. S. F., dont le but, en même temps que d'exposer les solutions utilisées, était de provoquer de la part des techniciens, un échange de vue dont résulterait, pour le grand bien de tous, plus d'éclaircissement sur la question. Nous remercions ici MM. Barthélemy, Depriester et Lévy d'y avoir d'ores et déjà répondu.

A. CLAVIER.

ÉTUDE OSCILLOGRAPHIQUE DE QUELQUES ÉMETTEURS A TRIODES

Par MM. A. DUFOUR,

Professeur à l'Ecole Centrale, chargé de cours à la Faculté des sciences

et R. MESNY,

Professeur d'hydrographie de la Marine.

(Suite)

2° MONTAGE EN OUDIN OU A INDUCTANCE GRILLE COMMUNE AVEC LE CIRCUIT OSCILLANT

La figure 15 représente le schéma des connexions du second montage utilisé. La bobine B qui fait partie des trois circuits : oscillant, plaque et grille, n'a pas de spires mortes comme précédemment.

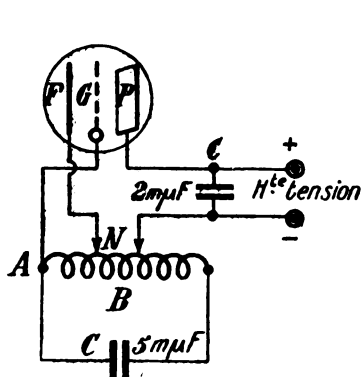
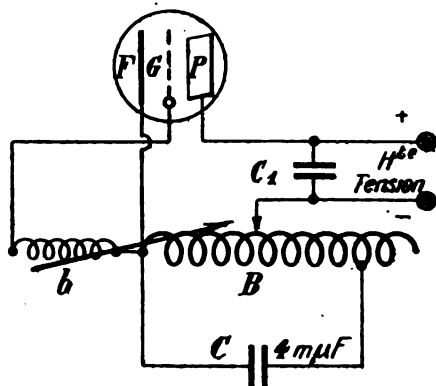


Fig. 15.



(Figure 1 de l'article).

Par suite d'une erreur de mise en pages, la figure 15 ci-dessus a été donnée comme figure 2 dans le début de cet article (Onde Electrique, n° 23, p. 624). Nous reproduisons ci-dessus le cliché qui représente la figure 1 de l'article.)

D'autre part, le courant oscillant traverse ici les spires destinées à produire la tension grille; la self existant entre le filament et la grille devient beaucoup plus faible, le couplage nécessaire pouvant être assuré par un nombre de spires beaucoup moins considérable. En outre, dans le précédent montage, il existait un couplage par capacité relativement important entre les spires du courant oscillant et du circuit plaque d'une part, et celles de la bobine *b* de l'autre; les bobines B et *b* étaient, en effet, enfilées l'une dans l'autre; dans le montage actuel, ce couplage par capacité a presque disparu. On doit

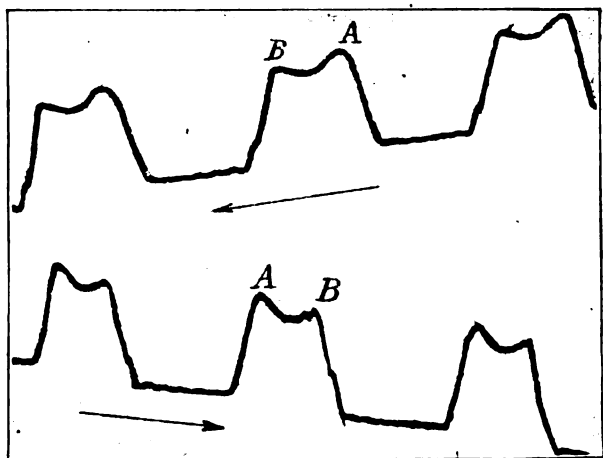


Fig. 16. — Courant circuit oscillant.

donc s'attendre à trouver des résultats beaucoup plus simples que précédemment et plus rapprochés des prévisions théoriques.

Dans ce montage, la grille est encore réunie au point A, sans résistance intercalée; le condensateur C_1 a une capacité égale à

$$\frac{2}{1000} \text{ de } \mu\text{f.}$$

Le tableau suivant fournit les données relatives aux conditions de fonctionnement :

V_p^c	V_p^{eff}	I_p^c	I_p^{eff}	U_g^{eff}	i_g^c	I_{osc}	λ	W_T	W_u	Rend'
1320 ^v	730 ^v	145 ^m	225 ^m	275 ^v	40 ^{ma}	5,5 ^a	3350 ^m	190 ^w	126 ^w	66 %

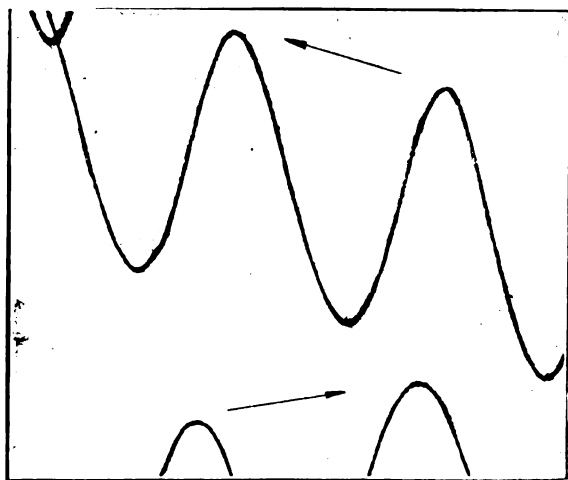


Fig. 17. — Courant plaque.

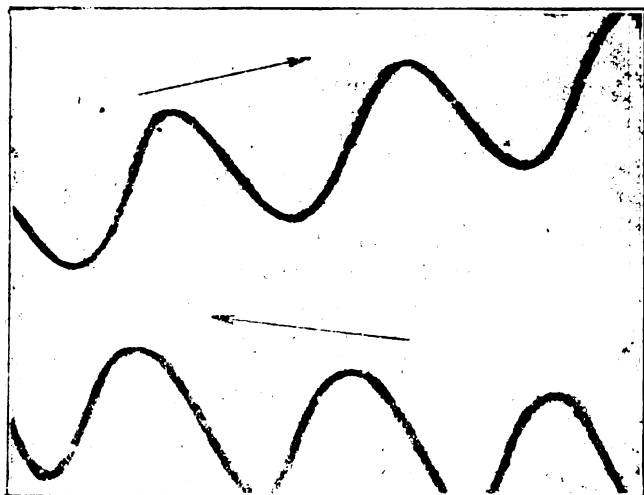


Fig. 18. — Tension grille.

Les figures 16 à 23 présentent les résultats expérimentaux, soit pour les formes des grandeurs oscillantes, soit pour les phases.

Comme les remarques précédentes le font pressentir, la tension grille est sinusoïdale. A cause de la faiblesse du courant plaque et du faible couplage entre les circuits grille et plaque, le seul terme qui compte pour déterminer la tension grille est sensiblement $M\omega I$ si M est l'inductance mutuelle entre la région AN de la bobine et la

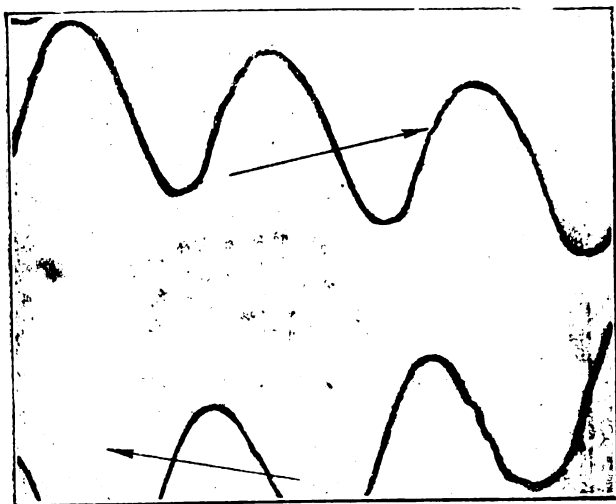


Fig. 19. — Tension plaque.

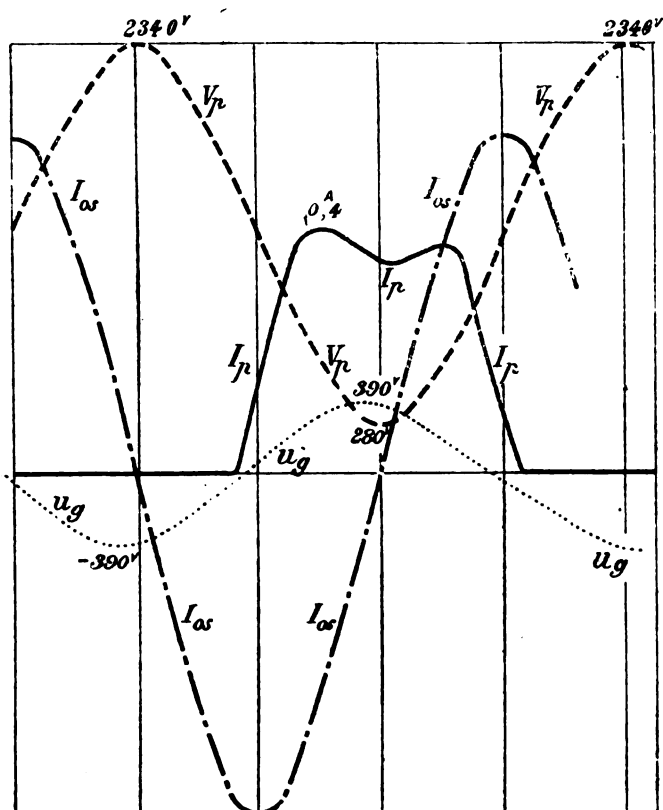


Fig. 20.

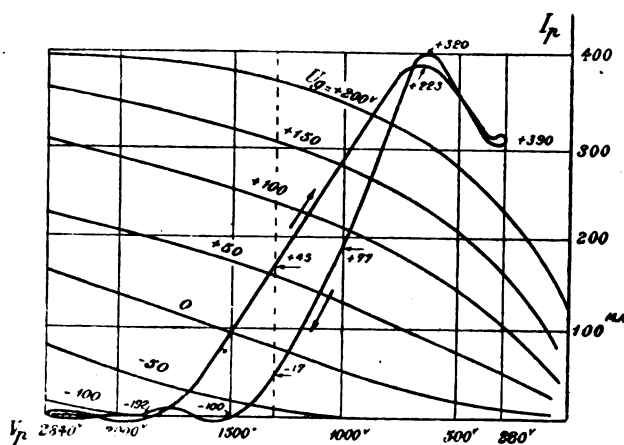


Fig. 21,

bobine B entière. Or, le courant oscillant I , comme nous l'avons déjà signalé, est toujours à peu près sinusoïdal dans un tel circuit; il en résulte que la tension grille est aussi sinusoïdale.

Corrélativement avec la tension grille, la forme du courant plaque devrait être une demi-sinusoïde, limitée par le palier correspondant à la saturation, s'il n'y avait pas l'effet du courant grille agissant comme modérateur du courant plaque et causant la dépression A B (fig. 17) du courant plaque; il est probable que l'introduction d'une résistance sans self dans le circuit grille amoindrirait l'influence du

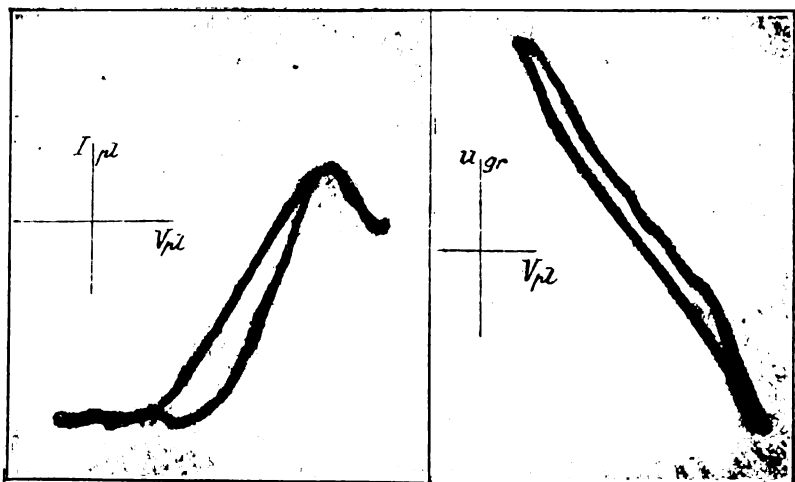


Fig. 22. — Caractéristique $V_p - I_p$. Fig. 23. — Caractéristique $V_p - u_{gr}$.

courant grille et donnerait des courbes de courant plaque se rapprochant de la forme à paliers horizontaux rectilignes.

L'influence du courant grille et du courant plaque sur la forme du courant oscillant ne pourrait être mise en évidence que par l'emploi de procédés d'étude beaucoup plus sensibles que ceux employés ici.

Les caractéristiques courant plaque-tension plaque et tension grille-tension plaque des figures 21, 22 et 23 montrent, si on les compare aux figures correspondantes 6, 7 et 8, une plus grande simplicité des phénomènes tenant à la constitution des divers circuits.

Effet d'une inductance dans le circuit plaque. — L'introduction d'une inductance dans le circuit plaque produit des effets curieux sur la forme du courant plaque. Le schéma de montage est donné par la figure 24, dans laquelle une self-inductance de 2,5 millihenrys a été intercalée entre le condensateur C_1 et la plaque.

Conformément aux remarques faites antérieurement, les circuits plaque et grille peuvent être considérés comme liés seulement par la

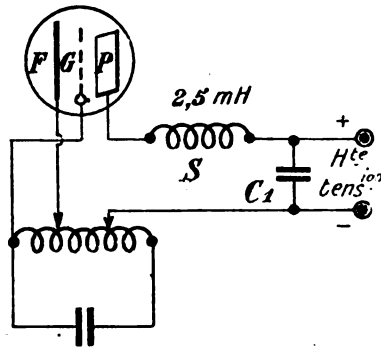


Fig. 24.

lampe, et l'on doit s'attendre à ce que la modification apportée au circuit plaque ne réagisse sensiblement que sur ce qui est relatif à ce circuit et laisse inaltéré le fonctionnement du circuit grille, au moins dans ses grandes lignes.

Les résultats expérimentaux sont bien d'accord avec cette manière de voir. La figure 25 montre une tension grille sinusoïdale,

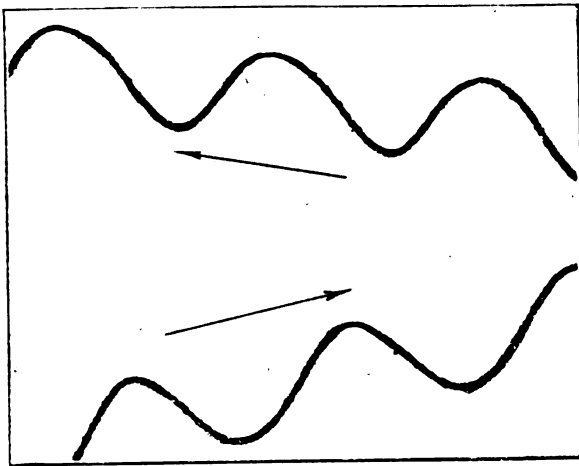


Fig. 25. — Tension grille.

tandis que les fig. 26 et 27 indiquent un courant plaque et une tension plaque très différents de ceux obtenus ci-dessus, la différence étant surtout marquée pour la courbe de tension plaque.

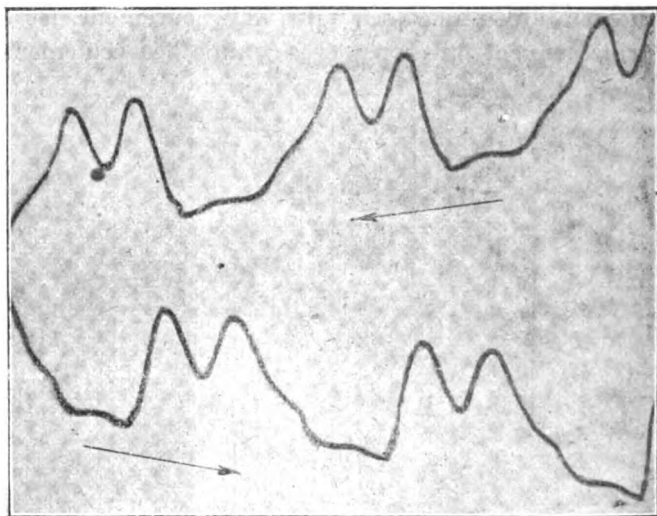


Fig. 26. — Courant plaque.

Les oscillations supplémentaires de fréquence élevée qu'on aperçoit dans les figures 26 et 27 sont en quadrature entre elles, comme on le voit nettement sur les figures 28 et 29 donnant la caractéristique courant plaque-tension plaque.

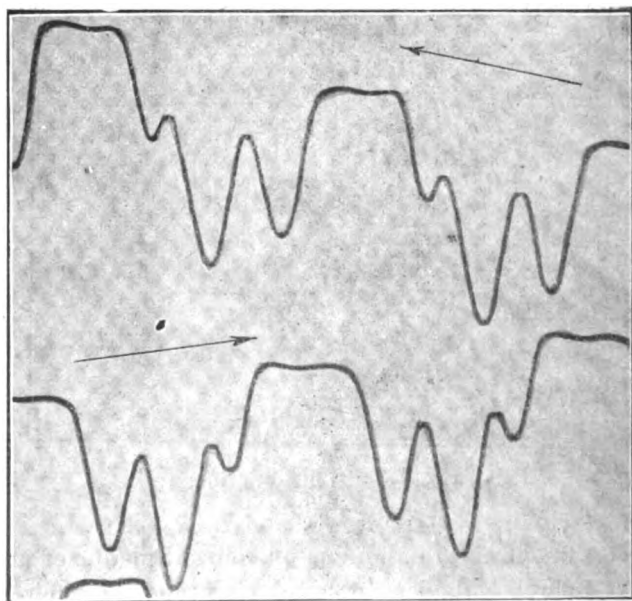


Fig. 27. — Tension plaque.

Ces oscillations supplémentaires se produisent dans le circuit PSC_1F de la figure 24 au moment où le courant plaque s'établit, la

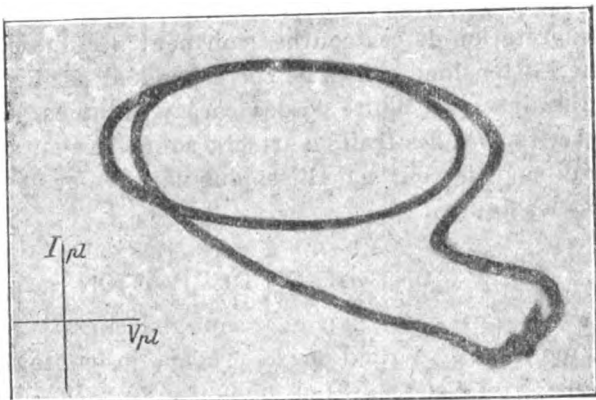


Fig. 28. — Caractéristique $I_p - V_p$.

self S jouant le rôle principal; ce qui est d'accord avec l'existence du décalage de $1/4$ de période trouvé entre le courant plaque et la tension plaque si l'on n'y considère que l'harmonique envisagé ici.

On remarquera encore que, contrairement à ce qui se passe dans le cas du premier montage (comparer à la figure 3), la durée pendant laquelle le courant plaque existe (fig. 26) est beaucoup plus grande que celle pendant lequel il est nul. C'est une conséquence de la forme

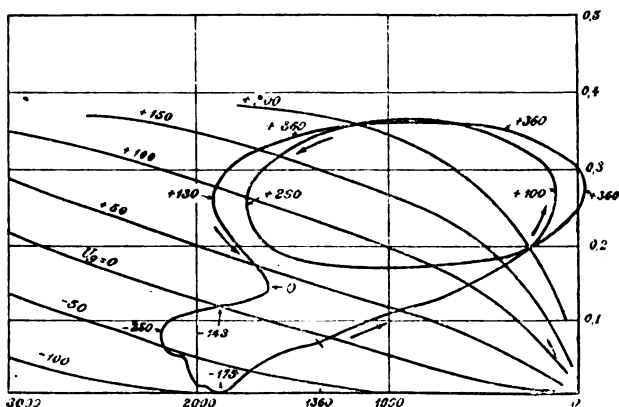


Fig. 29.

bien sinusoïdale de la tension grille et des montées et descentes brusques de la tension plaque; la quantité $(V + 18u - 485)$ ne s'annule qu'assez longtemps après le changement de signe de u . Les

phénomènes étaient pour ainsi dire inversés dans le premier cas en raison de la forme des courbes de plaque et de grille.

Une étude plus détaillée est nécessaire pour pénétrer plus avant dans l'interprétation de ces courbes; on peut néanmoins remarquer encore que les tensions grilles ne correspondent pas du tout à celles qu'on déduirait sur la figure 29 des caractéristiques statiques. Les chiffres inscrits avec des traits d'attache sont les valeurs des tensions grilles déduites de la courbe de Lissajous liant V_p et u_g et non représentée dans les figures.

2° MONTAGE EN DÉRIVATION

Nous avons fait aussi quelques enregistrements préliminaires relatifs au montage en dérivation. Le schéma du montage est indiqué dans la figure 30. Le condensateur de liaison C_2 assure le passage de la composante variable du courant plaque; la self B d'une valeur de

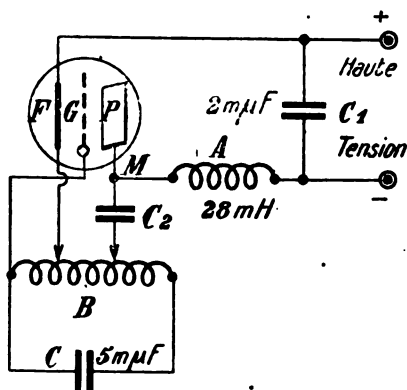


Fig. 30.

28 millihenrys empêche le courant de haute fréquence de se dériver dans le circuit $M C_1 F$ et protège en outre la dynamo.

Le tableau suivant fournit les données relatives aux conditions d'oscillation :

V_p^c	V_p^{eff}	I_p^c	I_p^{eff}	U_g^{eff}	I_g^c	I_{osc}	λ	W_T	W_u	Rend ^t
1 340 ^v	800 ^v	145 ^{ma}	240 ^{ma}	275 ^v	44 ^{ma}	6,6 ^a	3350 ^v	194 ^v	125 ^v	65 %

En restant dans l'ordre d'idées précédemment exposé, le circuit grille se trouvant dans les mêmes conditions que précédemment, on peut donc prévoir une courbe de tension grille pratiquement sinusoïdale.

Il doit en être de même pour la tension plaque, car la self de

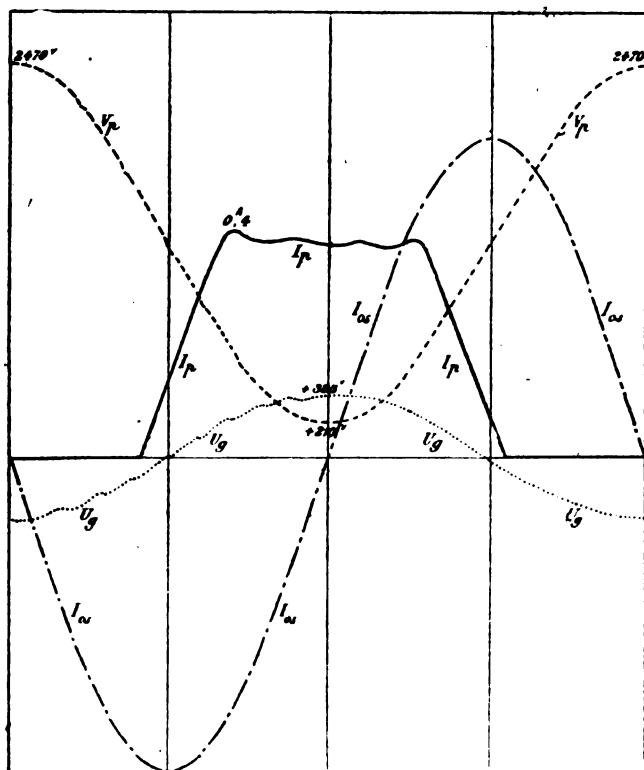


Fig. 31.

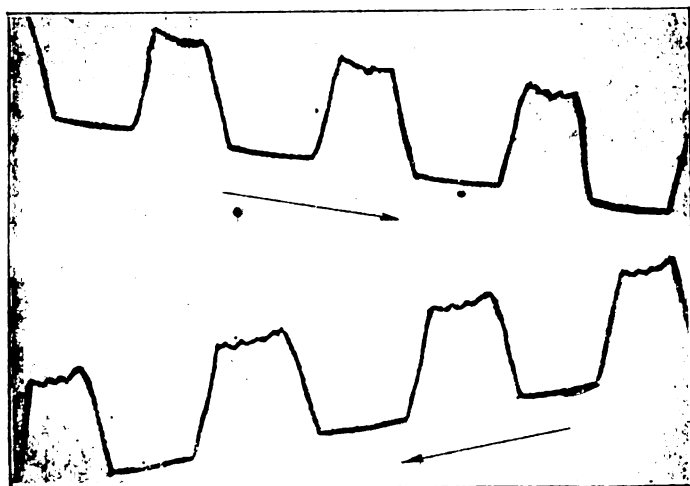


Fig. 32. — Courant plaque.

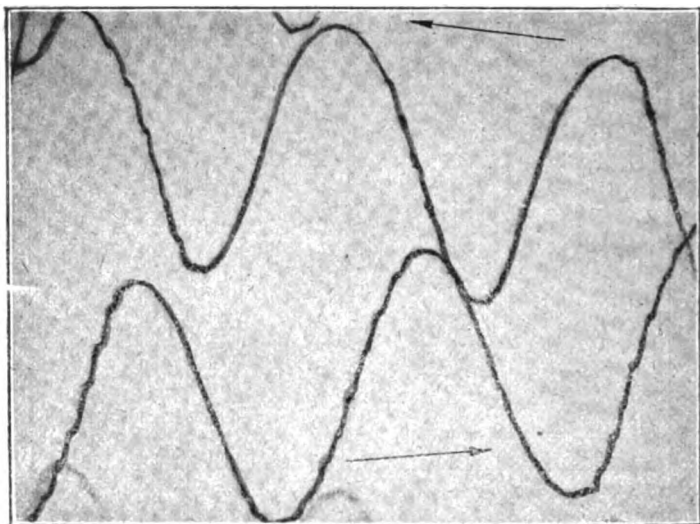


Fig. 33. — Tension grille.

28 millihenrys employée ici n'est pas, comme précédemment, mise entre la plaque et C_g , mais au delà. On doit, par conséquent, s'attendre à trouver un courant plaque de forme presque théorique, c'est-à-dire constitué par des demi-sinusoïdes à paliers horizontaux correspondant à la saturation, à moins que l'existence du courant grille, s'il est assez intense, ne provoque une dépression dans ce palier.

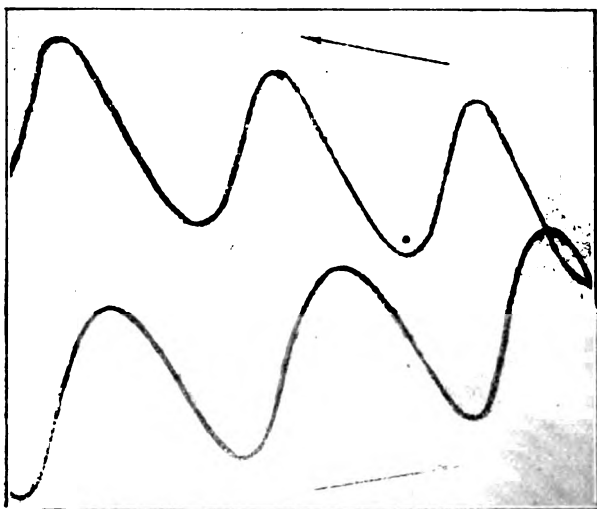


Fig. 34. — Tension plaque.

L'expérience justifie bien ces prévisions comme le montrent les figures 31 à 34. En première approximation, on peut dire que les

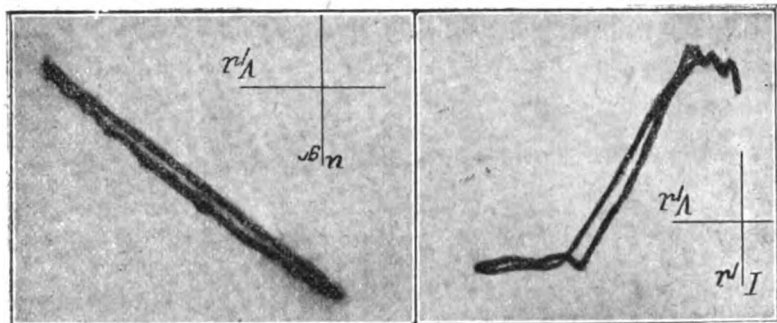


Fig. 36. — Caractéristique $V_p - U_p$.

Fig. 35. — Caractéristique $I_p - V_p$.

courbes obtenues sont bien d'accord avec ce que donne la théorie habituelle, surtout si l'on néglige les faibles oscillations d'ordre supérieur qu'on aperçoit sur ces courbes et qui sont d'ailleurs inévitables : le circuit total peut, en effet, se décomposer en un certain nombre de circuits oscillants qui vibrent aussi chacun pour leur compte, ne serait-ce que sous l'action des percussions dues au changement brusque de l'intensité du courant plaque.

Les courbes de phase ont bien l'allure que la théorie permet de

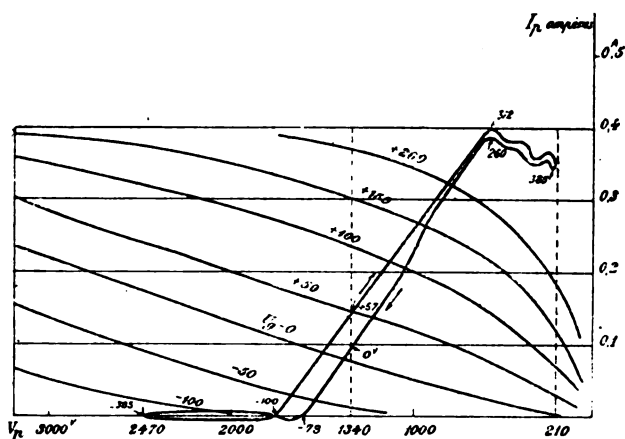


Fig. 37.

prévoir. Les figures 35 et 36, donnant la caractéristique courant plaque-tension plaque, mettent bien en évidence la dépression de l'alternance positive du courant plaque au moment du minimum de

tension plaque. La figure 37 montre que la tension grille et la tension plaque oscillante sont en opposition de phase.

Enfin la figure 38 indique, comme on le sait, que le courant oscillant est en quadrature avec la tension plaque.

Les résultats obtenus avec ce dernier montage sont, de tous ceux donnés ici, les plus simples et les plus voisins de ce que la théorie permettait de prévoir.

Si l'on cherche à faire la même vérification que dans les cas anté-

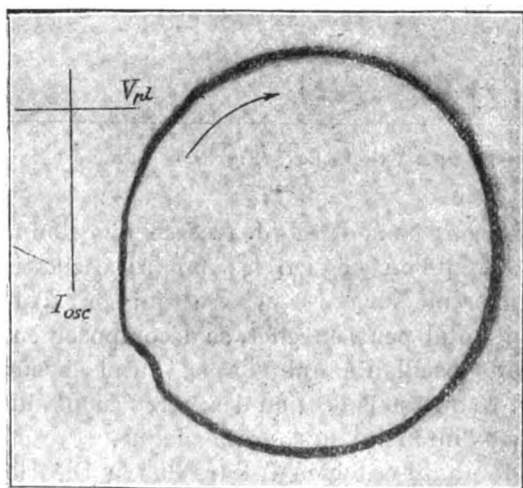


Fig. 38. — Caractéristique $I_{osc} - V_p$.

rieurement rencontrés, au point de vue de la comparaison des résultats numériques déduits d'une part des courbes, et d'autre part des appareils de mesure, on trouve un bon accord. Alors que l'intensité moyenne du courant plaque lue à l'ampèremètre était de 145 milliam-pères, celle déduite du graphique de la figure 31 est de 154 milliam-pères, c'est-à-dire la même, si l'on tient compte du peu de précision inhérent à cette détermination.

CONCLUSION

Les résultats obtenus dans cette rapide étude, qui sera d'ailleurs complétée ultérieurement, semblent conduire à la conclusion que c'est le montage en dérivation qui fournit les formes de courant et de tension les plus classiques, la constitution du circuit total étant telle, qu'elle assure les liaisons les plus simples entre les différents éléments des circuits.

L'existence de spires mortes en surnombre, l'exagération et la

complexité des couplages provoquent bien, comme on sait, la naissance d'harmoniques qui compliquent considérablement les formes de variation des diverses grandeurs envisagées.

Les enregistrements obtenus semblent d'accord avec la conception habituelle du fonctionnement de ces postes; cette conception n'exprime d'ailleurs rien qui ne se trouve déjà dans les équations bien connues relevant des divers facteurs du circuit.

On peut, comme on sait, établir un parallèle complet entre le mouvement d'un pendule entretenu et les oscillations du courant dans le circuit oscillant. Si le pendule correspond au courant oscillant, la tension grille fonctionne comme déclenchement de l'impulsion d'entretien, et le courant plaque joue le rôle de l'action motrice compensant les frottements.

Comme dans le cas du pendule, la marche du système oscillant sera la plus régulière quand les liaisons avec l'échappement seront les plus simples; le circuit grille ne devra donc être actionné que par le courant du circuit oscillant et le couplage entre ces deux circuits sera, aussi purement que possible, magnétique.

Dans le cas du pendule, peu importe la forme en fonction du temps de cette action motrice, du moment que son intégrale est positive, pourvu qu'au total à chaque période le pendule reçoive l'équivalent de ses pertes; il convient d'ailleurs de noter que l'énergie apportée par cette somme est toujours une très faible fraction de celle emmagasinée par le pendule. Corrélativement, peu importe la forme en fonction du temps du courant plaque; l'entretien des oscillations pourra toujours être assuré; mais, bien naturellement, la forme de l'action motrice interviendra dans le rendement et dans la puissance.

De même que l'oscillation d'un pendule convenablement entretenu est pratiquement sinusoïdale, la forme du courant oscillant sera sinusoïdale en première approximation, vu la faible importance relative des courant plaque et courant grille; et il faudra utiliser des moyens d'étude assez sensibles pour mettre en évidence ses écarts par rapport à la forme régulière précédente.

Nous avons l'intention de continuer cette étude du fonctionnement des oscillateurs à lampes en employant systématiquement la méthode expérimentale oscillographique, et en examinant particulièrement la question du rendement et celle de la puissance maxima qu'une triode est susceptible de fournir dans un circuit oscillant.

A. DUFOUR.

R. MESNY.

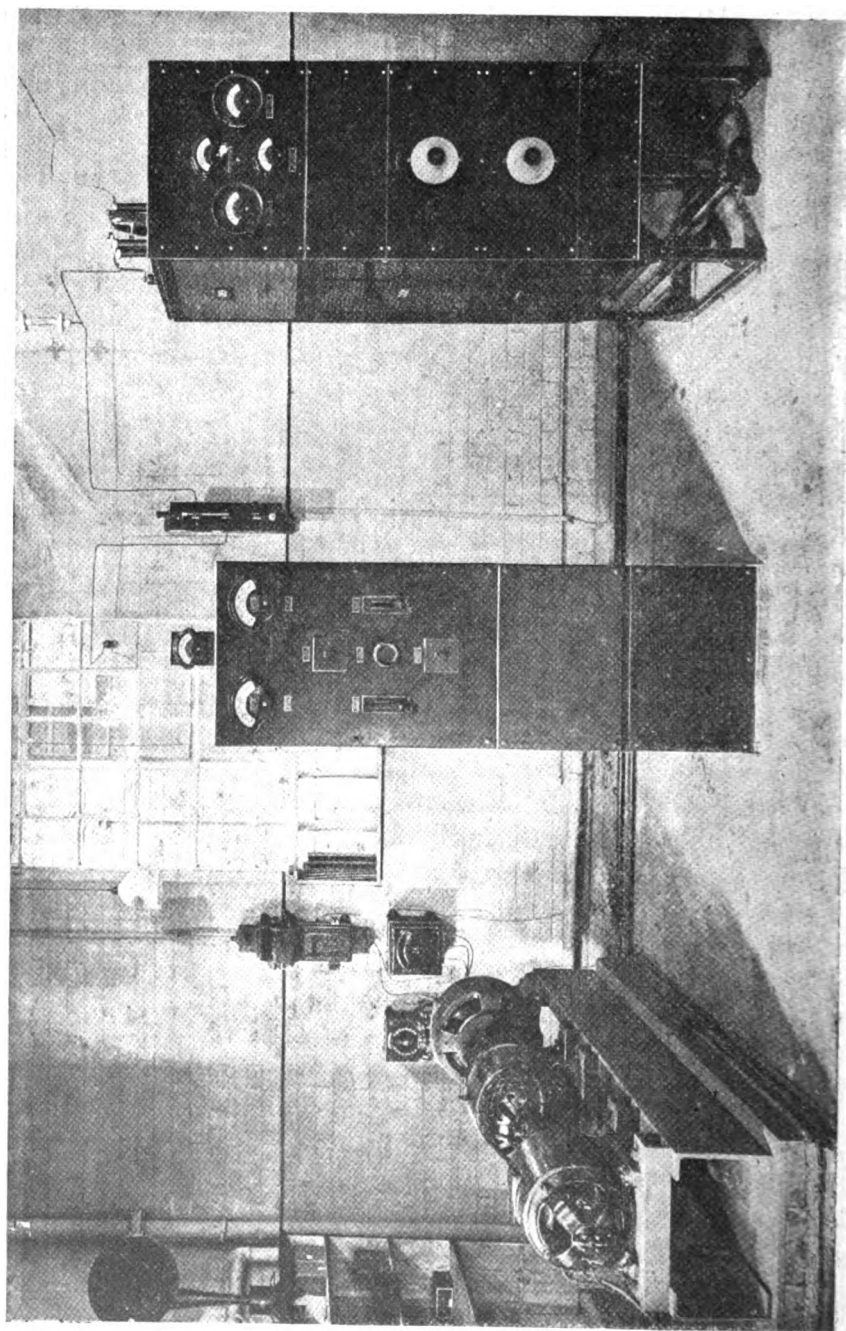


Fig. 1. — Le poste transmetteur de la station de Birmingham.

LA STATION DE TÉLÉPHONIE SANS FIL DE BIRMINGHAM

Par E.-M. DELORAINE

Ingénieur E. P. C. I.

La téléphonie sans fil est à la fois une science et un art. L'ingénieur doit travailler en vue d'obtenir à distance une reproduction pratiquement parfaite de la parole et de la musique. Bien qu'il ait été possible de parler à travers l'océan, d'Arlington à Paris dès 1915, ce n'est que dans ces dernières années que les progrès techniques ont permis de réaliser une station centrale transmettant, sans distorsion appréciable, des nouvelles de presse, une conférence, un concert, etc., à un auditoire immense réparti dans un cercle ayant des centaines de kilomètres de rayon. L'auditeur, tout en n'utilisant qu'un appareil simple et bon marché, reçoit chez lui un programme varié, exécuté par les meilleurs artistes, ou bien entend les hommes les plus renommés dans le monde scientifique, littéraire ou politique.

Ce genre de radiotéléphonie a pris un développement considérable aux États-Unis. Pour répondre à la demande du public anglais, une compagnie a été formée qui exploite les différentes stations centrales. Le principal revenu de cette compagnie provient de la vente des permis de réception dont elle touche une partie, l'autre partie étant versée à l'administration des postes et télégraphes.

Les stations en opération sont à Londres, Manchester, Birmingham, Newcastle, Glasgow, Cardiff. Si de ces points comme centres on trace des cercles de 100 kilomètres de rayon, on voit que la surface du pays est presque complètement couverte, ce qui revient à dire que tout habitant a une station centrale à moins de 100 kilomètres de distance. Toutes ces stations opèrent entre 350 et 425 mètres de longueur d'onde, avec une puissance fournie aux plaques de 1 500 watts. Il en résulte que les appareils de réception nécessaires sont très bon marché, un simple détecteur à cristal avec une bobine d'accord et un téléphone suffisent dans presque tous les cas. La station qui est actuellement à Birmingham était primitivement à Londres à l'essai. Il fut décidé le 10 novembre que les appareils seraient transportés à Birmingham, si possible à temps pour la publication des résultats des élections gouvernementales, le 15 novembre. Le démontage prit un jour, le transport un autre jour et l'installation complète, avec tout le câblage sous conduits métalliques, fut terminée

en moins de trois jours. Le 15, des essais préliminaires eurent lieu de 15 à 17 heures, un concert fut transmis de 17 à 23 heures.

Les résultats des élections furent publiés ensuite jusqu'à une heure du matin. Ce fut une réelle surprise pour la plupart des personnes à l'écoute que d'entendre soudain une voix claire et forte annonçant l'ouverture d'un service régulier de transmissions téléphoniques à Birmingham. Des lettres arrivèrent par centaines dans les jours suivants, toutes qualifiant la transmission d' « excellente », beaucoup d'experts écrivant qu'ils n'avaient jamais reçu aussi parfaitement.

Il est absolument nécessaire d'obtenir une très bonne reproduction de la voix et de la musique : en effet, le débutant qui n'a jamais reçu de téléphonie sera toujours enchanté au début, même s'il ne comprend pas bien, même s'il ne peut reconnaître une flûte d'un violon. Mais, dès que le premier enthousiasme est passé, tout l'intérêt réside dans la valeur du programme et la qualité de la réception.

L'appareillage de la « Western Electric Co » est étudié en vue de délivrer 500 watts de puissance haute fréquence dans l'antenne. La portée moyenne d'une telle station est égale à 200 kilomètres, mais il est bien évident qu'il est réellement impossible de donner des indications précises. L'expérience a montré qu'une bonne réception a été obtenue à plus de 500 kilomètres avec une seule valve et réaction, et à 1 000 kilomètres avec deux valves seulement. D'une façon générale, la portée est influencée par les facteurs suivants. La puissance dans l'antenne et le type d'antenne à la transmission, l'antenne et le genre de circuit utilisés à la réception, le degré d'absorption entre les deux stations, etc.

Poste transmetteur. — Le poste transmetteur (à droite, fig. 1) est en principe un générateur d'ondes entretenues de haute fréquence, associé avec l'appareillage nécessaire pour moduler cette onde suivant les vibrations complexes de la voix. Le circuit plaque de l'oscillateur comprend un condensateur et une self en parallèle, la self étant couplée avec le circuit d'antenne. La longueur d'onde est réglée à l'aide d'un variomètre dans l'antenne d'une part, et d'autre part par l'ajustement du circuit oscillant fermé.

Tubes à vide. — Les tubes employés pour la transmission (fig. 2), sont d'un type assez spécial. Le filament, au lieu d'être en tungstène comme à l'ordinaire, est en platine recouvert d'une mince couche d'oxydes de terres rares. Un filament de ce genre représente actuellement la source d'électrons la plus économique, c'est-à-dire qu'il fournit l'émission électronique maximum pour une certaine énergie dissipée dans le filament. C'est un fait bien connu que certains composés chi-

miques, appliqués sur un même métal, en augmentent considérablement l'émission électronique à une température donnée. Des considérations de résistance mécanique, de résistance électrique et de résistance à l'oxydation ont conduit à choisir un fil de platine-iridium comme filament. Ce fil est aplati sous forme de ruban pour augmenter sa surface, et le ruban est tordu sur lui-même pour lui donner de meilleures propriétés mécaniques. Des études approfondies ont montré qu'une série de couches d'oxyde de baryum et d'oxyde de strontium donnent de très bons résultats. Le procédé ordinaire consiste à mélanger le baryum à l'état de carbonate avec le strontium à l'état d'hydroxyde, et d'incorporer le tout dans de la résine ou de la paraffine. On applique ce mélange sur le filament qui est ensuite porté à une température d'environ 1000 degrés, ce qui détruit en grande partie les matières organiques. Ce procédé est répété un certain nombre de fois; on obtient ainsi une couche fortement adhérente d'oxyde de baryum et de strontium combiné au platine iridium.

Un filament de ce genre est porté à une température relativement basse, correspondant au rouge sombre. L'émission électronique d'un centimètre carré de tungstène à haute température est à peu près dix fois plus grande que celle d'un centimètre carré de filament recouvert d'oxyde. Il en résulte que la structure grille-plaque d'un tube à filament de tungstène sera beaucoup plus petite que celle d'un tube équivalent avec filament de platine recouvert d'oxydes. La construction de ce dernier type de tube est rendue plus facile par ses dimensions plus grandes; les caractéristiques des tubes présentent aussi une grande similitude.

Pour les petites puissances, la durée utile d'un filament de platine recouvert d'oxydes, chauffé au rouge sombre, est beaucoup plus longue que celle d'un filament de tungstène à haute température. La

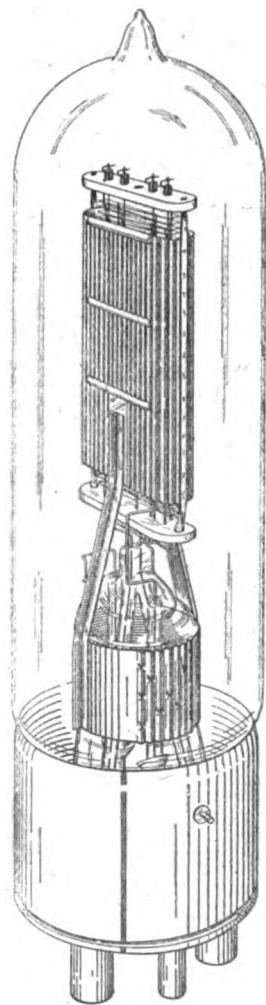


Fig. 2.

grille et la plaque des tubes « Western Electric » sont en nickel et sont disposés de chaque côté d'un filament en forme de V ou de W.

La plaque des tubes employés pour la transmission est alimentée sous 1 600 volts et peut dissiper 200 watts d'une façon continue. La puissance haute fréquence fournie à l'antenne est 250 watts par tube.

Le courant de chauffage est de 6,25 ampères sous une tension de 14,5 volts. Le filament étant à température de « saturation », le nombre

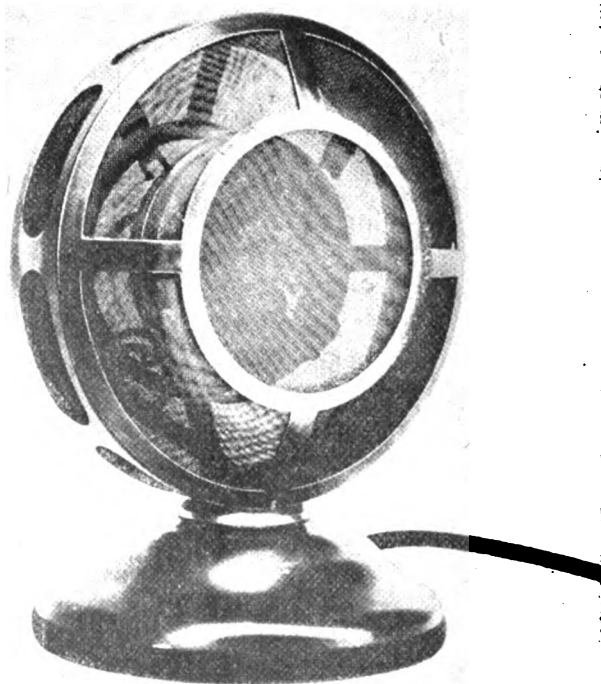


Fig. 3.

d'électrons émis est à peu près indépendant du courant de chauffage entre certaines limites. Pour obtenir une bonne modulation, il est nécessaire d'avoir une émission électronique correspondant au moins à quatre fois le courant normal de plaque. Les grilles sont portées à un potentiel négatif par l'emploi d'une résistance connectée entre le pôle négatif du générateur à haute tension et le filament.

Pour éviter les ondulations du potentiel plaque, provoquées par la commutation, les plaques sont alimentées à travers un filtre, formé de bobines de self en série et de capacités en dérivation.

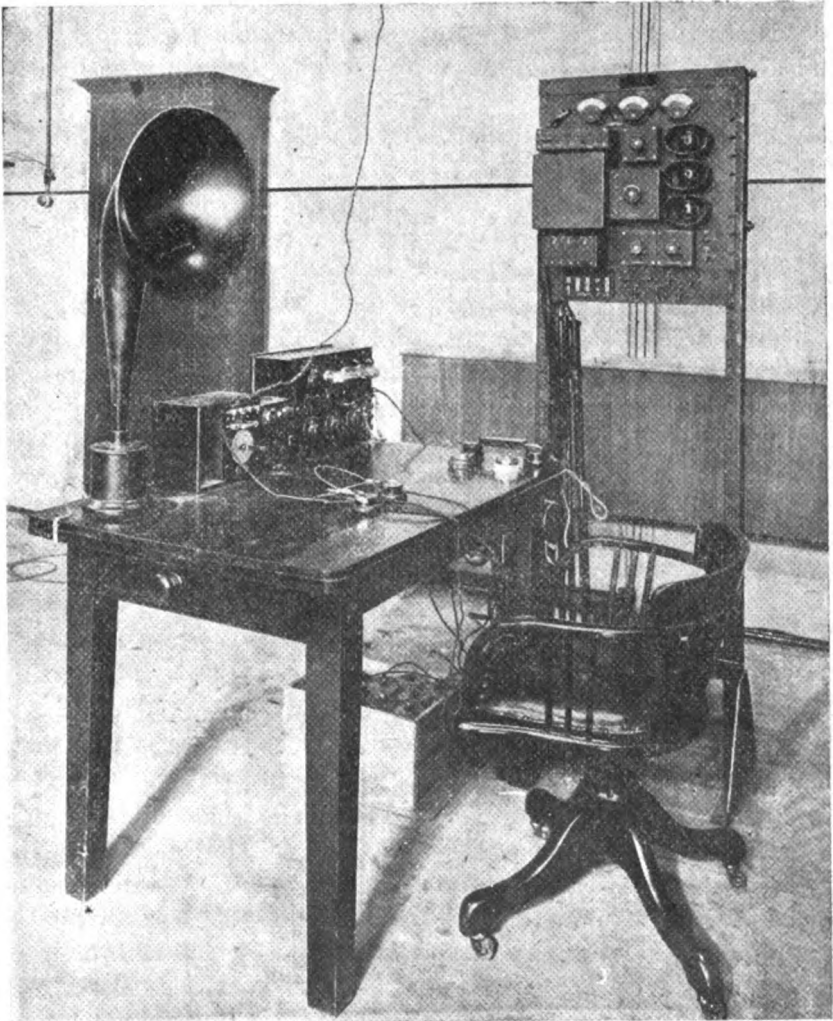


Fig. 4.

Microphone. — Dans la modulation, une part très importante est jouée par le microphone (fig. 3). Si une certaine distorsion est introduite dès le début, la transmission sera évidemment défectueuse. Un

microphone ordinaire, qui a été étudié pour transmettre les fréquences essentielles de la voix (c'est-à-dire pratiquement de 100 à 2 000 périodes), ne peut convenir pour les fréquences musicales beaucoup plus variées. Le piano, en effet, couvre une échelle de fréquence de 27 à 4 138 périodes, et l'orgue de 16 à 4 138. Ceci ne tient pas compte des harmoniques qui dépassent 10 000 périodes. Le microphone spécialement étudié possède un diaphragme fortement tendu et dont la fréquence naturelle est environ 2 500 périodes. De plus, l'emploi d'une chambre presque étanche, très étroite entre le diaphragme et la boîte du microphone, amortit considérablement le diaphragme. La reproduction de la parole ou de la musique est d'une qualité absolument remarquable. Les résultats peuvent être comparés seulement avec ceux obtenus par l'emploi d'un transmetteur à condensateur, sans nécessiter toutefois une amplification aussi considérable.

Le rendement du microphone est faible. Il est nécessaire d'employer trois étages d'amplification à basse fréquence avant d'arriver aux appareils de modulation proprement dits (fig. 4). Le couplage entre les différents étages de l'amplificateur est fait par résistances et condensateurs. Il est possible de varier le degré de couplage entre une plaque et la grille suivante, ce qui permet de régler facilement le degré d'amplification. Des rhéostats sont prévus pour le réglage du courant dans le microphone et dans les différents filaments. La batterie d'accumulateurs nécessaire est pourvue d'un équipement pour la recharge.

Un haut parleur est employé en parallèle sur les bornes de sortie de l'amplificateur de basse fréquence pour permettre à l'opérateur de se rendre compte de la qualité et du volume de musique transmis au circuit modulateur.

Studio. — Le microphone est placé dans le studio. C'est une pièce dont les propriétés acoustiques ont été soigneusement étudiées, et qui ne doit pas présenter de phénomène de résonance, ce qui est obtenu en recouvrant les murs et quelquefois le plafond de draperies absorbantes (fig. 5). Le parquet est généralement couvert aussi d'un épais tapis. Il est nécessaire de déterminer par expérience le degré d'amortissement le plus favorable. Contrairement à ce qui pourrait être imaginé, les musiciens tombent d'accord sur ce degré optimum d'amortissement, pour un instrument déterminé, à quelques pour cent près. Si l'on absorbe par trop, les sons semblent courts et étouffés, la musique manque de brio; si l'on n'absorbe pas assez, les sons sont prolongés, il se produit un espèce de mélange des différentes notes. L'expérience montre que les conditions les plus favorables dépendent de l'instru-

ment employé. On varie le degré d'absorption soit par l'emploi de rideaux que l'on peut étendre ou replier à volonté, ou bien encore en faisant varier le nombre de personnes présentes dans le studio.

Il est de la première importance d'étudier systématiquement l'influence de la distance entre la source et le microphone sur le son.

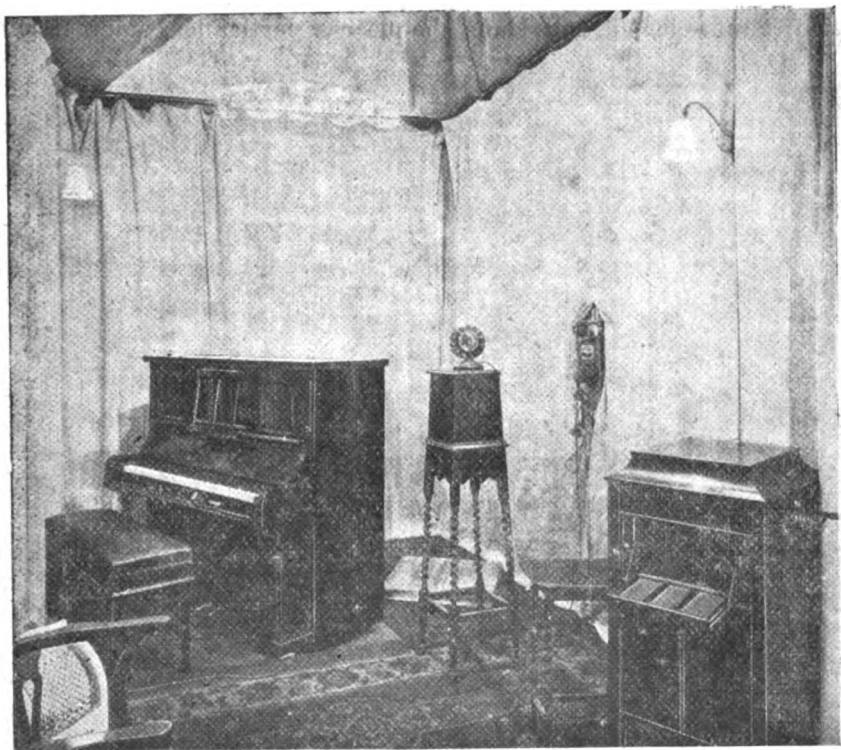


Fig. 5.

Une certaine expérience est nécessaire pour obtenir de bons résultats. Dans les cas complexes (chœur, orchestre, etc.), il est recommandé d'avoir une répétition préalable, en utilisant un circuit absorbant à la place de l'antenne.

Un certain nombre de circuits permettent au directeur du studio de se maintenir en liaison avec l'opérateur du poste de transmission. Une sonnerie avec l'interrupteur dans le studio est utilisée pour indiquer les commencements et fins de transmission. Un second interrupteur permet de contrôler le microphone (voyez figure), l'opérateur, à la demande du directeur du studio, démarre le groupe moteur-généra-

teur et ferme les circuits de transmission. Aussitôt, et pour montrer que toute conversation doit cesser dans le studio, il ferme un contact qui change l'illumination de cette pièce. La lumière faible et légèrement rouge par exemple, devient blanche et intense. Le directeur de studio n'a plus qu'à fermer le circuit du microphone pour que tout son émis dans le studio soit transmis. L'opérateur doit être à la fois électricien et musicien, il doit, dans chaque cas particulier, modifier le

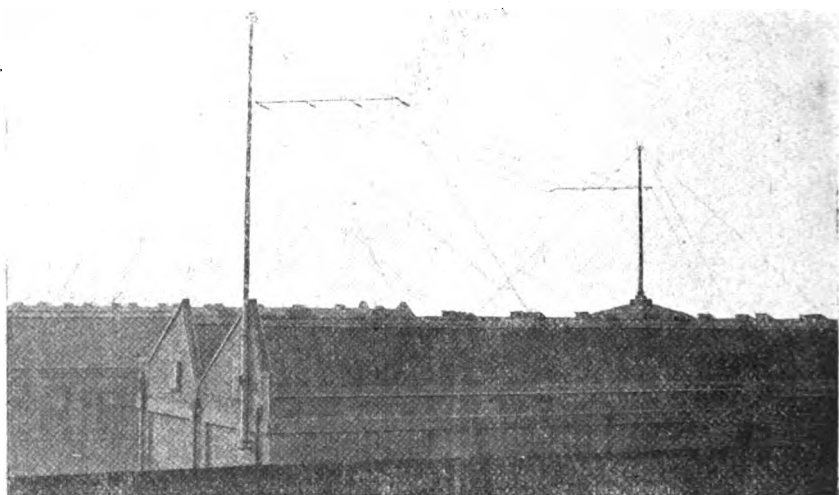


Fig. 6.

degré d'amplification jusqu'à obtenir la modulation la plus favorable.

Groupe moteur-générateur. — Le courant nécessaire pour l'alimentation des plaques et des filaments des tubes est produit par un groupe de deux générateurs couplés en bout d'arbre d'un moteur de 4 HP alimenté en courant continu sous 460 volts et tournant à 1750 tours (à gauche fig. 1).

Génératrice à haute tension. — C'est une génératrice de courant continu à 1600 volts. L'induit est à deux collecteurs et les enroulements correspondants sont indépendants. Le débit est 1,25 ampères. L'excitation de cette machine est prise sur le générateur à basse tension.

Génératrice à basse tension. — C'est une machine avec excitation shunt. Elle débite le courant nécessaire pour alimenter les filaments, c'est-à-dire 28 ampères sous 14,5 volts. La tension est réglée à l'aide

d'un rhéostat de champ. Ces deux machines sont construites de façon à éviter les bruits parasites provenant de la commutation.

Tableau de contrôle. — Ce tableau (milieu fig. 1) comprend les voltmètres sur la haute et basse tension, un commutateur dans le circuit de chauffage, un commutateur dans le champ du générateur haute tension, et un disjoncteur dans le circuit plaque qui fonctionne pour 25 % de surcharge.

Antenne. — L'antenne (fig. 6) est formée par quatre fils de 40 mètres de long, espacés de 2 mètres les uns des autres, la hauteur totale est de 25 mètres.

La longueur d'onde actuelle est 420 mètres, le courant dans l'antenne est compris entre 9 et 10 ampères.

L'antenne doit être fixée par des tendeurs pour l'empêcher de se balancer, ce qui provoquerait des variations de longueur d'onde.

E.-M. DELORAINE,

LA NOUVELLE RÉGLEMENTATION DE LA T. S. F.

Le Président de la République française,

Vu l'article 3 de la loi du 29 novembre 1850 sur la correspondance télégraphique privée;

Vu le décret-loi du 27 décembre 1851 concernant le monopole et la police des lignes télégraphiques;

Vu l'article 3 de la loi constitutionnelle du 25 février 1875;

Vu la loi du 5 avril 1878 autorisant le ministre des postes et des télégraphes à consentir des abonnements à prix réduits pour la transmission des dépêches télégraphiques lorsque cette transmission s'effectue en dehors des conditions ordinaires établies pour l'application des taxes télégraphiques;

Vu l'article 25 de la loi de finances du 30 juillet 1913;

Vu l'article 44 de la loi de finances du 31 juillet 1920;

Vu les articles 64 et 85 de la loi de finances du 30 juin 1923;

Vu les décrets des 24 février 1917 et 15 mai 1921 relatifs à la transmission et à la réception des signaux radioélectriques;

Sur le rapport du président du conseil, ministre des Affaires étrangères, des ministres des Travaux publics, de la Guerre, de la Marine, de l'Intérieur et des Finances,

Décète :

ARTICLE PREMIER. — Aucune installation radioélectrique privée pour la télégraphie et la téléphonie ne peut être établie et utilisée que dans les conditions déterminées par le présent décret.

TITRE PREMIER

Postes radioélectriques privés de réception.

ART. 2. — Les postes radioélectriques servant uniquement à la réception de signaux ou de communications n'ayant pas le caractère de correspondances particulières sont divisés en trois catégories :

1° Ceux qui sont installés par les départements, les communes, les établissements publics ou d'utilité publique, pour des auditions gratuites;

2° Ceux qui sont installés par des particuliers pour des auditions publiques ou payantes:

3° Ceux qui ne sont pas destinés à des auditions publiques ou payantes.

ART. 3. — L'établissement des postes radioélectriques privés servant uniquement à la réception de signaux ou de communications n'ayant pas le caractère de correspondances particulières est autorisé sous la condition, pour le pétitionnaire, de souscrire dans un bureau quelconque des postes et des télégraphes une déclaration conforme au modèle déterminé par un arrêté du sous-secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes.

Cette déclaration doit être accompagnée des pièces justificatives de l'identité, du domicile et de la nationalité du déclarant.

Elle donne lieu à la perception d'un droit de statistique fixé à un franc.

Il en est délivré un récépissé au déclarant.

Dans le cas où le pétitionnaire ne justifie pas de la nationalité française, l'établissement du poste radioélectrique de réception demeure subordonné à une autorisation spéciale du sous-secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes dans les conditions fixées pour les postes d'émission par le titre II du présent décret.

ART. 4. — Les postes récepteurs ne doivent être la cause d'aucune gêne pour les postes voisins, même dans le cas d'appareils récepteurs émettant des ondes de faible intensité dans l'antenne.

Toutes les dispositions doivent d'ailleurs être prises pour que cette émission d'ondes par les appareils de réception soit réduite au minimum.

ART. 5. — L'Administration des Postes et des Télégraphes est chargée d'exercer tel contrôle qu'elle jugera utile sur les postes radioélectriques privés de réception. Les agents chargés du contrôle pourront pénétrer à tout moment dans les locaux où se trouvent installés les postes destinés à des auditions publiques ou payantes.

ART. 6. — Les postes radioélectriques de la deuxième catégorie mentionnée à l'article 2, destinés à des auditions publiques ou payantes, sont soumis à une redevance annuelle indivisible et due pour la période du 1^{er} janvier au 31 décembre de chaque année. Cette redevance est fixée par décret contresigné par le ministre chargé des postes, télégraphes et téléphones et par le ministre des Finances. Elle est au maximum de 200 francs. Elle s'applique à chaque ensemble récepteur indépendant.

ART. 7. — Les postes visés par les articles 2 à 6 du présent décret sont autorisés seulement à recevoir soit les signaux ou communications adressés « à tous », soit les signaux d'expérience, à l'exclu-

sion absolue des correspondances particulières adressées, soit à des postes privés, soit à des postes assurant un service public de communications.

L'établissement de postes destinés à recevoir des correspondances particulières est subordonné à une autorisation spéciale dans les conditions fixées pour les postes d'émission par le titre II du présent décret.

TITRE II

Postes radioélectriques privés d'émission.

ART. 8. — L'établissement des postes radioélectriques privés servant à assurer l'émission ou à la fois l'émission et la réception des signaux et des correspondances, est subordonné à une autorisation spéciale du sous-secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes, après avis d'une commission interministérielle instituée par le sous-secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes.

Les ministres des Affaires étrangères, de l'Intérieur, de la Guerre et de la Marine peuvent faire opposition à l'établissement de tout poste radioélectrique privé d'émission de nature à porter atteinte soit à la sûreté de l'État, soit au fonctionnement normal des postes radioélectriques relevant de leurs services.

ART. 9. — Est considéré comme poste radioélectrique privé d'émission, tout poste radioélectrique d'émission non exploité par l'État pour un service officiel ou public de communications ou par un concessionnaire autorisé à effectuer un service de même nature.

Les postes radioélectriques privés d'émission sont divisés en cinq catégories :

1° Les postes fixes destinés à l'établissement de communications privées;

2° Les postes mobiles et postes terrestres correspondant avec ces postes pour l'établissement de communications privées et non régis par les dispositions des conventions internationales ou des règlements intérieurs;

3° Les postes fixes destinés à la diffusion publique de communications d'intérêt général;

4° Les postes destinés à des essais d'ordre technique ou à des expériences scientifiques;

5° Les postes d'amateurs.

ART. 10. — Les informations de toute nature transmises par les postes radioélectriques privés d'émission sont soumises au contrôle

prévu par l'article 3 de la loi du 29 novembre 1850, sur la correspondance télégraphique privée.

L'établissement et l'utilisation des postes de la troisième catégorie doivent faire l'objet de conventions spéciales conclues par le sous-secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes dans les conditions fixées par l'article 12 ci-après.

Les postes de la quatrième catégorie ne peuvent servir qu'à l'échange des signaux et communications de réglage à des jours et heures déterminés et à titre temporaire.

Les postes de la cinquième catégorie ne peuvent servir qu'à des communications utiles au fonctionnement des appareils à l'exclusion de toute correspondance ayant un caractère d'utilité actuelle et personnelle.

Les postes radioélectriques privés d'émission de toutes catégories peuvent, pour les besoins des services publics, être desservis temporairement aux frais de l'État par des agents désignés à cet effet.

ART. 11. — Toute demande d'autorisation visant l'établissement d'un poste radioélectrique privé d'émission doit être adressée au sous-secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes. Elle est établie en double expédition, dont une sur timbre conformément au modèle déterminé par un arrêté. Elle doit indiquer le but poursuivi par le pétitionnaire, la nature des communications projetées, l'endroit précis où seront installés les appareils, les heures demandées pour le fonctionnement du poste, les caractéristiques techniques envisagées pour la réalisation de l'installation projetée (forme et dimensions de l'antenne, type des appareils, puissance totale mesurée à l'alimentation, c'est-à-dire aux points de l'installation où l'énergie électrique avant d'être appliquée aux générateurs de haute fréquence apparaît pour la dernière fois sous forme de courant continu ou de courants des plus basses fréquences utilisées, type d'onde, procédé de modulations, longueur d'onde). Elle est accompagnée d'un schéma de principe et, le cas échéant, d'un schéma des communications à établir, avec la liste des correspondants.

Les permissionnaires doivent prendre l'engagement écrit de se soumettre sans aucune réserve à toutes les dispositions réglementaires intervenues ou à intervenir en matière d'établissement et d'usage de postes radioélectriques privés, ainsi qu'aux conditions particulières qui pourraient leur être imposées par l'Administration des Postes et des Télégraphes.

Les autorisations sont délivrées exclusivement aux titulaires d'un certificat d'opérateur radiotélégraphiste ou d'opérateur radiotélépho-

niste délivré après un examen dont les conditions sont déterminées par le sous-secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes ou aux propriétaires d'installations qui se sont engagés à faire assurer le réglage et le bon fonctionnement de leur poste par un opérateur pourvu de l'un desdits certificats.

Les frais d'examen pour l'obtention de ces certificats sont fixés à 15 francs par candidat examiné.

Le nombre des postes émetteurs, dans une région donnée, peut être limité en tenant compte des possibilités de brouillage avec les postes de même nature.

ART. 12. — Les conventions relatives aux postes de la troisième catégorie prévues par le paragraphe 2 de l'article 10 ci-dessus sont établies ainsi que les cahiers des charges y annexés, après avis de la commission visée à l'article 8 du présent décret.

Elles fixent notamment les conditions techniques, administratives et financières de l'établissement et l'utilisation du poste.

Les clauses techniques sont arrêtées d'accord avec les ministres dont relèvent les postes affectés à un service public. Les clauses financières sont arrêtées d'accord avec le ministre des Finances.

Le sous-secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes peut, dans les mêmes conditions, conclure des conventions pour l'utilisation, en dehors des heures de service public, des postes d'émission appartenant à l'État.

ART. 13. — Les seuls types d'ondes susceptibles d'être autorisés sont les suivants :

Ondes entretenues manipulées;

Ondes entretenues modulées par la parole ou par les sons musicaux.

Toutefois, dans les postes de la deuxième catégorie, tous les types d'ondes prévus par les règlements internationaux sont susceptibles d'être autorisés pour les services pouvant présenter éventuellement un caractère international.

ART. 14. — Les puissances et les longueurs d'onde pouvant être utilisées par les postes radioélectriques privés d'émission des 1^{re}, 2^e, 4^e et 5^e catégories sont comprises dans les limites indiquées ci-après :

a) *Postes de la 1^{re} catégorie.*

Puissance proportionnée à la distance à franchir et limitée à 400 watts-alimentation.

Longueur d'onde : 150 à 200 mètres en télégraphie et en téléphonie.

Dans le cas exceptionnel où les postes de cette catégorie sont autorisés pour établir des communications à l'intérieur des agglomé-

rations, la puissance est limitée à 100 watts-alimentation, et la longueur d'onde comprise entre 125 et 150 mètres; de plus, la hauteur de l'antenne au-dessus du sol ne peut dépasser 30 mètres.

b) *Postes de la 2^e catégorie.*

Puissance : proportionnée à la distance à franchir et limitée à 400 watts-alimentation.

Longueur d'onde : 150 à 180 mètres.

Toutefois, pour les postes qui doivent assurer des communications d'un caractère international, les longueurs d'onde sont fixées conformément aux règlements internationaux.

c) *Postes de la 4^e catégorie.*

Puissance, longueur d'onde : déterminées dans chaque cas suivant le but recherché.

d) *Postes de la 5^e catégorie.*

Puissance : limitée à 100 watts-alimentation.

Longueur d'onde : 180 à 200 mètres.

Sous réserve des limites sus-indiquées, les caractéristiques techniques d'un poste radioélectrique privé quelconque d'émission sont déterminées, après examen des justifications fournies par le pétitionnaire quant au but poursuivi et en tenant compte des règlements internationaux, par la commission interministérielle prévue par l'article 8 du présent décret.

Ces caractéristiques techniques restent d'ailleurs soumises à des restrictions éventuelles en raison des besoins des services publics.

ART. 15. — Sont interdites :

1^o Toutes émissions modulées par la parole qui ne seraient pas en langage clair et en français, sauf autorisation spéciale, après avis de la Commission interministérielle visée à l'article 8;

2^o Toutes émissions faites par des procédés spéciaux qui ne permettraient pas, au moyen d'appareils récepteurs d'un modèle agréé par l'Administration des Postes et Télégraphes, la réception et la compréhension des messages.

ART. 16. — L'Administration des Postes et des Télégraphes exerce un contrôle permanent sur les postes radioélectriques privés d'émission. Les agents de l'administration, chargés du contrôle, peuvent pénétrer dans la station émettrice.

ART. 17. — Les postes radioélectriques privés d'émission des cinq catégories sont assujettis à une taxe de contrôle de 100 francs par an et par kilowatt ou fraction de kilowatt de puissance mesurée à l'alimentation. Cette taxe est due pour l'année entière, quelle que soit la date de mise en service du poste. Les frais extraordinaires

auxquels peut donner lieu spécialement le contrôle d'un poste radioélectrique privé sont remboursés par le permissionnaire du poste.

ART. 18. — Les postes des deux premières catégories, exception faite pour les émetteurs de rechange, sont soumis, en outre, à une redevance pour droit d'usage, fixée pour chaque émetteur à 40 francs par an et par watt-alimentation.

Le montant de la redevance pour droit d'usage, applicable aux postes susvisés, est exigible à partir du jour où les postes sont mis en service. Toutefois, pour la première année, il est calculé proportionnellement au temps à courir jusqu'au 31 décembre; pour les années suivantes, il est acquis à l'État pour l'année entière dès le 1^{er} janvier.

Pour les installations temporaires dont la durée est déterminée par la décision d'autorisation, le montant de la redevance pour droit d'usage est calculé proportionnellement à cette durée.

La redevance pour droit d'usage, est réduite au tiers pour les postes de la première catégorie, établis par les entrepreneurs de distribution d'énergie en vertu de l'obligation qui leur est faite par les lois, décrets et règlements et destinés exclusivement à assurer la sécurité de l'exploitation.

Des tarifs spéciaux pourront être fixés par arrêtés concertés entre le sous-secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes et le ministre des Finances pour les postes radioélectriques privés d'émission établis par les départements, les communes et les établissements publics et utilisés pour les objets entrant dans leurs attributions, ainsi que pour les postes mobiles correspondant avec lesdits postes émetteurs.

TITRE III

Dispositions communes aux postes radioélectriques privés de toute nature.

ART. 19. — Les postes radioélectriques privés d'émission ou de réception de toute nature sont établis, exploités et entretenus par les soins, aux frais et risques des permissionnaires.

L'État n'est soumis à aucune responsabilité à raison de ces opérations.

ART. 20. — Dans les relations radioélectriques internationales, les redevances pour droit d'usage sont fixées après entente avec les offices étrangers intéressés.

ART. 21. — Les autorisations accordées ne comportent aucun privilège et ne peuvent faire obstacle à ce que des autorisations de

même nature soient accordées ultérieurement à un pétitionnaire quelconque. Elles sont délivrées sans garantie contre la gêne mutuelle qui serait la conséquence du fonctionnement simultané d'autres postes. Elles ne peuvent être transférées à des tiers. Sous réserve des clauses spéciales qui peuvent être insérées dans les conventions prévues par l'article 12 du présent décret, toutes les autorisations sont révocables à tout moment, sans indemnité, par le sous-secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes, après avis de la Commission interministérielle prévue à l'article 8 du présent décret et notamment dans les cas suivants :

1° Si le permissionnaire n'observe pas les conditions particulières qui lui ont été imposées pour l'établissement et l'utilisation de son poste ;

2° S'il commet une infraction aux règlements intérieurs ou internationaux sur le fonctionnement et l'exploitation des postes radioélectriques ;

3° S'il utilise son poste à d'autres fins que celles qui ont été prévues dans l'autorisation ou la déclaration, notamment s'il capte indûment des correspondances qu'il n'est pas autorisé à recevoir ou s'il viole le secret de celles qu'il a captées fortuitement ;

4° S'il apporte un trouble quelconque au fonctionnement des services publics utilisant soit la voie radiotélégraphique ou radiotéléphonique, soit la télégraphie ou la téléphonie sur fils à haute et basse fréquence.

ART. 22. — Les postes, appareils et installations radioélectriques peuvent être provisoirement saisis sur l'ordre du sous-secrétaire d'État des Postes et des Télégraphes dans tous les cas où leur utilisation compromet l'ordre et la sûreté publics ou la défense nationale ou apporte des troubles à la correspondance radioélectrique. Il est statué définitivement par décret après avis de la commission interministérielle prévue à l'article 8 du présent décret.

ART. 23. — Sont et demeurent abrogées toutes dispositions contraires à celles du présent décret et notamment l'article 4 du décret du 15 mai 1921.

ART. 24. — Le président du conseil, ministre des Affaires étrangères, les ministres des Travaux publics, de la Guerre, de la Marine, de l'Intérieur et des Finances sont chargés, chacun en ce qui le concerne, de l'exécution du présent décret qui sera publié au *Journal officiel* et inséré au *Bulletin des lois*.

Fait à Paris, le 24 novembre 1923.

A. MILLERAND.

ANALYSES & BIBLIOGRAPHIE

ÉMISSION

Emissions dirigées sur une onde de 10 mètres; F. W. DUNMORE et F. H. ENGEL. *Sc. Pap. Bur. Stand.*, n° 469, 11 avril 1923, 16 pages. — Les

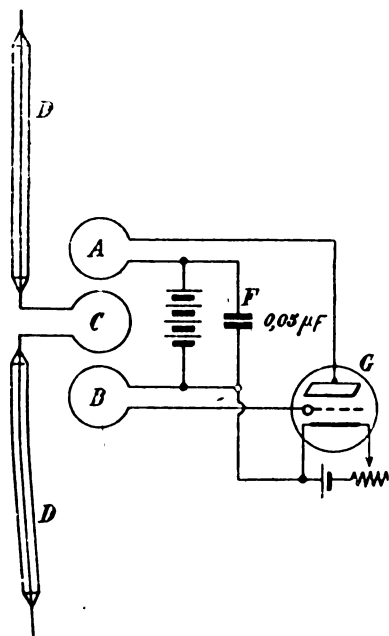


Fig. 1.

auteurs ont exécuté une série d'essais destinés surtout à étudier la directivité obtenue par l'emploi de miroirs paraboliques. Ils signalent d'abord qu'ils durent faire un choix parmi un lot de triodes et qu'ils s'arrêtèrent à l'un d'eux, celui qui oscillait sur la fréquence la plus élevée; c'était un tube de 50 watts à filament recouvert d'oxydes. L'onde employée pour les essais fut de 10 mètres; le montage fut celui représenté sur la figure 1; les boucles A et B avaient un diamètre

de 17 centimètres. Aucune indication n'est fournie sur la tension employée. Les prismes de l'antenne avaient chacun 1 m 80 de long et étaient constitués par 6 fils espacés de 3 centimètres.

Le réflecteur était un cylindre parabolique constitué par une série de fils verticaux tendus à une distance de 30 centimètres l'un de l'autre; l'ouverture du miroir était d'une longueur d'onde dans une série d'expériences, une longueur et demie dans une autre.

Les mesures furent faites avec un cadre d'une spire de 79 centimètres de diamètre, fermé sur un condensateur variable d'environ 0,02 mμF; au milieu du cadre se trouvait un thermocélément de 5 ohms connecté à un microampèremètre de 0 à 100 μA. Ce récepteur fut placé à une distance de 50 mètres de l'émetteur.

Ce dernier (émetteur proprement dit et son miroir) pouvait tourner autour d'un axe vertical passant par l'antenne d'émission et l'on mesurait les angles que faisait l'axe de la parabole avec la direction du récepteur.

Le meilleur résultat obtenu fut celui que représente la courbe de la figure 2; le miroir avait alors une ouverture d'une longueur d'onde et demie et

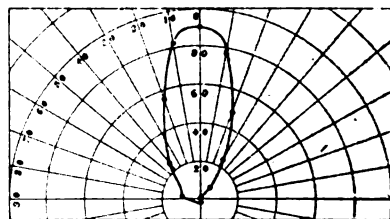


Fig. 2.

tous les fils étaient accordés sur l'onde de 10 mètres. On trouve dans l'article plusieurs autres diagrammes obtenus

en diminuant l'ouverture, en espaçant les fils, en les désaccordant. L'accord des fils du miroir joue un rôle très important dans ces expériences, mais on doit remarquer que le désaccord s'obtenait en faisant varier la longueur d'onde de l'émetteur et que, dans ces conditions, le miroir désaccordé n'avait qu'une hauteur de 5 mètres environ.

La déviation maxima du microampèremètre à 50 mètres était de 100 μ A.

On réalisa également des communications télégraphiques et téléphoniques. Pour ces essais, la distance ne fut pas portée au delà de 3 km 200, mais les signaux télégraphiques y étaient très forts. On utilisait une lampe détectrice suivie de deux basses fréquences et une hétérodyne de même principe.

Le montage de modulation téléphonique est un montage Heising à courant constant. — MESNY.

PROPAGATION

Discussion des systèmes pratiques de réception radiogoniométrique; SMITH-ROSE et BARFIELD. *Radio-Research Board*, Special Report n° 1, mai 1923. *Department of Scientific Research*, 16 Old Queen Street, Westminster; 3. w. 1. — Cette brochure de 27 pages donne les résultats de plusieurs séries d'expériences comparatives exécutées avec des petits cadres, des cadres Bellini et des radiogoniomètres système Robinson. On sait que, dans les deux premiers cas, on cherche la direction par une extinction, dans le troisième par l'égalisation de deux sons.

Les essais avaient pour but de rechercher si l'un de ces systèmes n'est

pas plus avantageux que les autres au point de vue de la précision. Les appareils étaient installés dans le même lieu, à une distance d'environ 100 mètres l'un de l'autre, de façon à rendre négligeables leurs réactions mutuelles; ils relevaient simultanément les mêmes émissions sur des longueurs d'onde variant entre 1800 mètres et 9000 mètres. Les observations eurent lieu de jour et de nuit, elles durèrent environ trois mois. Les déviations furent de même ordre avec les trois appareils, quoique non identiques. De jour elles ne dépassèrent que rarement 2 degrés; de nuit on enregistra des erreurs allant jusqu'à 40 degrés.

La conclusion de ces essais est donc que les trois types de radiogoniomètres sont équivalents au point de vue de la précision. — MESNY.

TUBES ÉLECTRONIQUES

Le tube à vide comme générateur d'oscillations; D. C. PRINCE. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, tome II, p. 527-550, octobre 1923. — L'auteur poursuivant l'étude entreprise dans un précédent numéro, examine le cas où le tube à vide est employé comme amplificateur de haute fréquence ou, si l'on veut, comme générateur à excitation indépendante. Une différence de potentiel à haute fréquence provenant d'un premier générateur est appliquée entre la grille et le filament du tube, le circuit oscillant étant placé comme d'usage dans la plaque de cette lampe. La figure 1 représente ce montage appliqué à une antenne dans le genre de celle ayant servi aux transmissions radiotélégraphiques transocéaniques.

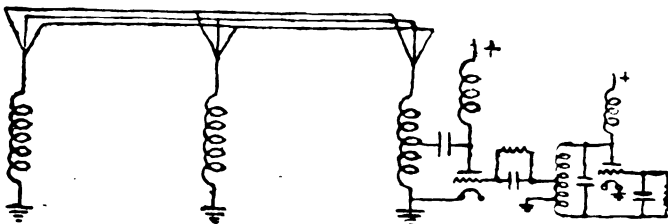


Fig. 1.

Le vent et les variations de la température sont susceptibles de faire varier de trois millièmes la fréquence d'un circuit oscillant constitué par cette antenne.

Ces variations sont susceptibles de modifier beaucoup le fonctionnement du tube, comme le montre le tableau suivant, calculé par l'auteur pour le cas d'un certain nombre de tubes couplés à l'antenne dont il est fait mention plus haut.

Désaccord %	0	0,05	0,1	0,2	0,25	0,3
Résistance (apparente)	22,2	20	16	8,4	6,2	4,7
Puissance fournie (kw)	200	180	144	75,7	55,8	42,3
Pertes (kw)	50	30	106	174,3	194,2	207,7
Courant dans l'antenne %	100	95	85	61,5	53	46

Ainsi un dérèglement de un millième double les pertes et réduit à 85 % de sa valeur le courant dans l'antenne.

potentiel et de courants sinusoïdaux. Il montre qu'on peut augmenter la puissance et le rendement du tube en introduisant des harmoniques dans la différence de potentiel de la plaque. La présence de ces harmoniques a pour effet d'aplatir le sommet de l'onde de différence de potentiel, ce qui maintient les pertes à leur valeur minimum pendant la plus grande partie du temps de fonctionnement.

La figure 2 représente le montage qu'on peut utiliser pour produire de semblables harmoniques.

En appendice, l'auteur rappelle les principes du fonctionnement de la lampe à trois électrodes.

Il reproduit les courbes aujourd'hui classiques de Langmuir, donnant la valeur de l'émission en fonction des diverses constantes d'un filament.

Il signale que le fait d'employer des filaments repliés en V ou en W dimi-

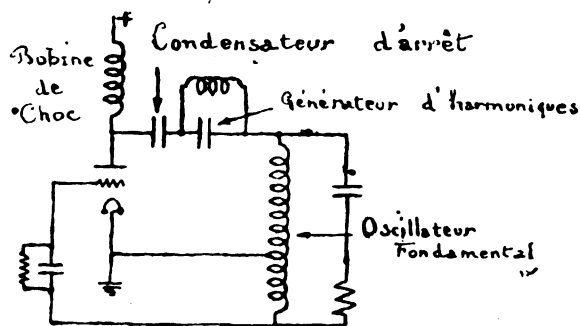


Fig. 2.

L'auteur montre le rôle que joue l'accord du circuit sur la valeur des phases entre la différence de potentiel excitatrice, entre filament et grille et la force contre-électromotrice dans la plaque.

C'est la variation de cette différence de phase qui provoque les variations de fonctionnement signalées.

L'auteur traite le même problème dans le cas d'un circuit intermédiaire et montre qu'il peut en résulter une amélioration du fonctionnement du système. Jusqu'ici l'auteur n'avait envisagé que le cas de différences de

nue cette émission, les différences de potentiel entre les parties voisines venant entraver la sortie des électrons. La figure 3 montre la différence entre l'émission calculée et celle observée sur un filament replié en V.

On remarquera que cette différence décroît lorsque l'intensité du courant de chauffage du filament augmente.

Pour terminer, l'auteur parle des émissions secondaires dues au choc des électrons contre la grille ou contre la plaque.

Théoriquement le rapport entre le courant-grille et le courant-plaque

devrait rester constant. Mais lorsqu'un électron ayant acquis une vitesse supérieure à celle qu'il peut atteindre sous une chute de tension de 5 volts, rencontre un corps solide, il peut en expulser des électrons.

Lorsque la grille est à un faible potentiel et la plaque à un potentiel élevé, la grille émet des électrons secondaires qui vont à la plaque; ceci peut expliquer la diminution et l'inversion du courant-grille qui cause le phénomène de blocage dont il a été fait mention dans le premier article. Au contraire,

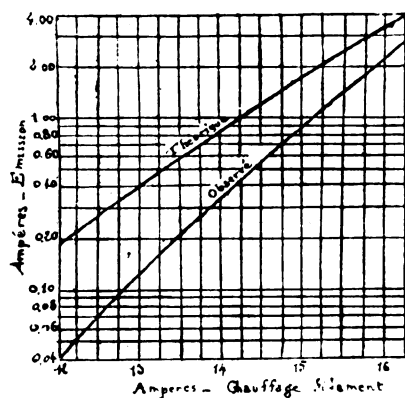


Fig. 3.

lorsque le potentiel de la grille est voisin de celui de la plaque, la grille peut recueillir de nombreux électrons secondaires et son courant peut arriver à surpasser le courant-plaque.

Dans certains cas, cette émission d'électrons par la grille peut contribuer à diminuer les pertes dans la grille et peut améliorer le fonctionnement du tube.

Le facteur géométrique qui intervient dans cet échange d'électrons entre la grille et la plaque est la distance de ces deux éléments. S'ils sont trop rapprochés, ces échanges se produisent facilement. — JOUAUST.

Le filament de tungstène au thorium; WHITE. *Proceedings of the Radio-Club of America*, avril 1923. — Pour fournir une émission électronique suffisante, le tungstène doit être porté à

haute température, ce qui diminue sa vie. Si on cherche à utiliser des filaments métalliques recouverts d'oxyde, il faut, pour éviter la destruction du filament, ne les utiliser qu'à des températures très faibles, telles qu'on perd l'avantage de la grande émission électronique des oxydes. La General Electric Company a réalisé un filament dénommé XL, dans lequel du thorium est incorporé au tungstène. On peut avoir des émissions suffisantes sans faire fonctionner le filament à température trop élevée, d'où longue durée de la lampe.

La proportion de thorium est inférieure à 5 %. A un moment de la fabrication, on incorpore un composé de thorium qu'on décompose, une fois le filament constitué, en le portant quelques instants à haute température. Le filament est recouvert d'une couche monoatomique de thorium. Cette couche s'évapore peu à peu, mais elle est reconstituée par du thorium venant par diffusion de l'intérieur du filament.

La température de travail doit être choisie de façon à ce que la vitesse d'évaporation égale la vitesse de diffusion.

Si, pour une cause quelconque, le filament a été trop chauffé, la couche superficielle est complètement évaporée. La lampe ne fonctionne plus, mais elle recouvre ses propriétés lorsqu'on a maintenu quelque temps le filament à la température normale.

Le thorium serait facilement attaqué par les gaz et les vapeurs qui peuvent se dégager dans la lampe. On évite cet inconvénient en déposant sur les parois de l'ampoule des substances plus facilement attaquables que le thorium.

Toutefois si la plaque a été surchargée, les dégagements peuvent être tels que ces substances n'ont pas le temps d'agir. Le filament se recouvre d'une couche de composé de thorium et devient inactif. Pour régénérer la lampe, il suffit d'appliquer pendant quelques secondes au filament, trois fois son voltage normal. Les sels de thorium sont décomposés. On fait ensuite fonctionner quelques instants

la lampe, en appliquant au filament la tension normale.

La General Electric Company a réalisé avec ce filament des lampes dans lesquelles la consommation du filament n'est que de 0,06 ampère. Leur amplification est un peu moindre que celle des lampes ordinaires, mais ces lampes ont l'avantage de pouvoir être alimentées par de petites piles et d'avoir une longue durée. — JOUAUST.

DIVERS

Formules et tables pour le calcul de l'inductance des bobines de forme polygonale; FRÉDÉRICK W. GROVER. *Scientific Papers of the Bureau of Standards*, n° 468. — On utilise généralement des bobines à section circulaire. Mais de semblables bobines doivent être enroulées sur une carcasse isolante, constituée par un diélectrique imparfait. Il en résulte des pertes qui augmentent la résistance apparente de la bobine. On aurait intérêt, pour les éviter, à éloigner le fil de l'enroulement de la carcasse. On y arrive en utilisant des bobines à section polygonale dans lesquelles le fil n'est en contact avec l'isolant qu'aux sommets du polygone.

L'auteur a entrepris d'établir des formules permettant le calcul de l'inductance de semblables bobines.

Il remarque, tout d'abord, que pour une bobine polygonale infiniment longue, l'inductance est la même que pour une bobine circulaire de même section.

Pour une bobine infiniment plate, au contraire, l'inductance est la même que pour une bobine de même périmètre. On peut donc, en utilisant les formules relatives aux bobines à section circulaire, trouver deux valeurs limites entre lesquelles est comprise l'inductance de la bobine polygonale envisagée.

L'auteur établit les formules relatives à des bobines de section carrée, triangulaire, hexagonale ou octogonale.

TABLE DES RAYONS ÉQUIVALENTS

Constantes pour obtenir le rayon d'une bobine circulaire équivalente à une bobine carrée.

$\frac{b}{2r}$	$\frac{a}{a_0}$	$\frac{a}{r}$	$\log_{10} \frac{a}{r}$
0.	1,1284	0,9003	1,95440
0,01	1,0578	,8440	,92636
,02	1,0500	,8378	,92315
,03	1,0449	,8337	,92101
,04	1,0410	,8306	,91937
0,05	1,0378	0,8280	1,91805
,06	1,0351	,8259	,91693
,07	1,0328	,8241	,91597
,08	1,0308	,8224	,91512
,09	1,0290	,82105	,91437
0,10	1,0274	0,8198	1,91370
,125	1,0241	,8171	,91227
,15	1,0214	,8149	,91112
,175	1,0191	,81315	,91017
,20	1,0173	,8117	,90938
0,25	1,0143	0,8093	1,90811
,30	1,0121	,8075	,90716
,35	1,0104	,8062	,90642
,40	1,0090	,8051	,90584
,45	1,0079	,8042	,90536
0,50	1,0070	0,8035	1,90497
,60	1,0056	,80235	,90436
,70	1,0046	,80155	,90393
,80	1,0039	,8008	,90353
,90	1,0034	,8006	,90341
1,00	1,0030	0,8003	1,90324

$\frac{2r}{b}$	$\frac{a}{a''}$	$\frac{a}{r}$	$\log_{10} \frac{a}{r}$
0,9	1,0026	0,8000	1,90307
,8	1,00225	,7997	,90292
,7	1,0019	,7994	,90278
,6	1,0016	,7992	,90263
,5	1,0013	,7989	,90250
0,4	1,0010	0,7987	1,90237
,3	1,0007	,7984	,90225
,2	1,0004	,7982	,90214
,1	1,0002	,7980	,90203
0	1.	,7979	,90194

Dans le cas des bobines courtes, à section carrée, l'inductance est donnée approximativement par la formule

$$L = 0,008 a n^2 \left[\log \frac{a}{b} + 0,72599 + \frac{1}{3} \frac{b}{a} - 0,007149 \frac{b^2}{a^2} - 0,007261 \frac{b^4}{a^4} + 0,003446 \frac{b^6}{a^6} + 0,002640 \frac{b^8}{a^8} \right].$$

L'inductance est exprimée en microhenrys.

b représente la longueur de la bobine, a le côté du carré, n le nombre de spires, les longueurs sont exprimées en centimètres, les logarithmes sont les logarithmes népériens.

Pour les bobines longues :

$$L = 0,004 \pi \frac{a^2 n^2}{b} \left[1 - 0,471399 \frac{a}{b} + 0,15916 \frac{a^2}{b^2} - 0,02653 \frac{a^3}{b^3} + 0,01137 \frac{a^4}{b^4} \right].$$

L'auteur établit ensuite des formules permettant de déterminer le rayon d'une bobine à section circulaire équivalente à une bobine polygonale donnée et donne des tables, qu'il a calculées, permettant de déterminer ce rayon en fonction de la longueur de la bobine polygonale b et du rayon r du cercle circonscrit.

Ayant ainsi calculé ce rayon a , on peut calculer l'inductance de la bobine polygonale en utilisant une des formules bien connues relatives aux bobines circulaires, par exemple, la formule de Naguaka. Nous reproduisons la table relative aux bobines à section carrée. Dans cette table, on représente le rayon de la bobine circulaire ayant la même section que la bobine polygonale envisagée. — JOUAUST.

Oscillographe à rayons cathodiques à basse tension. Système « Western Electric » ; DELORAINÉ. *R. G. E.*, XIV, pp. 223-230, 8 septembre 1923. — Les rayons cathodiques sont produits dans un tube monté sur un culot ordinaire de triode. Ce tube, d'une longueur d'environ 40 centimètres, s'élève vers l'extrémité opposée au culot, et est terminé dans cette région par une paroi presque plane normale à l'axe. C'est à l'inté-

rieur de cette paroi qu'est déposée la matière fluorescente composée, en parties égales, de tungstate de calcium et de silicate de zinc. On observe les images par transparence.

La cathode est un filament chauffé à 2 volts; c'est un ruban de platine recouvert d'oxydes de baryum et de strontium. L'anode est un petit tube de platine de 10 millimètres de long et de 1 millimètre de diamètre; l'une de ses extrémités se trouve à 1 millimètre du filament et l'autre est dirigée vers l'écran. Le tube contient une petite quantité de gaz et c'est sur l'action des ions formés dans ce gaz qu'est fondée la concentration du faisceau électronique qui va impressionner l'écran.

La tension établie entre l'anode et la cathode est de 400 volts.

A l'intérieur du tube se trouvent deux petits condensateurs constitués l'un et l'autre par deux petites plaques de quelques centimètres, dans l'intervalle desquelles passe le faisceau cathodique. Les plans de ces deux condensateurs sont à angle droit et une plaque de chacun d'eux est reliée à l'anode afin d'éviter la production de différences de potentiel trop élevées; on peut connecter aux armatures de ces condensateurs les conducteurs entre lesquels existent les différences de potentiel à étudier.

Enfin on peut appliquer sur les parois du tube les bobines qui serviront à étudier les courants oscillants.

L'appareil est surtout fait pour la vision directe, il ne se prête à la photographie que lorsqu'on peut obtenir des impressions lumineuses de quelques secondes comme c'est le cas avec les courbes stationnaires provenant de la combinaison de deux mouvements synchrones du faisceau.

La fréquence de 10⁶ périodes par seconde est la limite supérieure des fréquences que l'on peut observer. Au delà le trait s'empâte.

Disons enfin que la sensibilité peut être caractérisée par le fait qu'une différence de potentiel de 1 volt entre les armatures d'un des condensateurs de champ, donne sur l'écran une déviation de 1 millimètre. — MESNY.

Construction des appareils oscillatoires pour la production de signaux électriques sous-marins;

WALTER HAHNEMANN, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, t. II, p. 9, 25 février 1923. L'auteur attire l'attention sur les analogies qui exis-

$$K^* = \frac{ac}{b^2}$$

K^* est un coefficient de couplage identique au coefficient $\frac{M_1}{L_1 L_2}$ de la radiotélégraphie.

Il est à remarquer que des ressorts

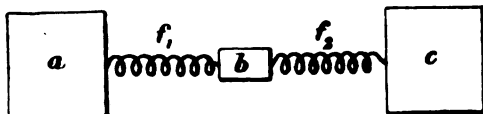


Fig. 1.

tent entre les problèmes de la radiotélégraphie et ceux des appareils producteurs de vibrations sonores.

Dans ces derniers on dut chercher à transmettre l'énergie d'un premier système oscillant en un deuxième circuit qui transmet cette énergie au milieu ambiant.

De même qu'il convient de produire en radiotélégraphie l'énergie oscillatrice dans un circuit pour lequel la self-induction et la capacité sont séparées, de même dans les appareils producteurs de vibrations acoustiques, il convient de séparer les organes dans lesquels est concentrée la masse de ceux qui produisent les forces élastiques.

Le type schématique de deux circuits couplés générateurs de vibrations acoustiques est représenté par la figure 1.

a, b, c sont des masses, f_1, f_2 des ressorts, b est la masse de liaison.

L'expression

$$\frac{ac}{(a+b)(c+b)}$$

est le rapport de l'énergie qui se trouve dans la masse couplante aux énergies totales des deux systèmes couplés.

Si b est petit par rapport à a et c , la plus grande partie de l'énergie est localisée dans la masse de couplage. On se trouve dans un cas identique à celui du couplage serré en radiotélégraphie. Si, au contraire, b est grand par rapport à a et c , l'expression précédente devient :

conviendrait mal pour les problèmes à résoudre.

Il vaut mieux les remplacer par des tiges travaillant à la traction.

L'auteur s'appuyant sur les calculs de lord Rayleight sur les sphères pulsantes, a envisagé le cas d'un diaphragme plongé dans un milieu de densité ρ auquel il transmet de l'énergie oscillatoire de longueur d'onde λ .

Tout se passe comme si la masse du diaphragme de rayon R était augmentée de

$$M = 0,4 R^3 \rho$$

et le décrément logarithmique des oscillations est

$$S = S_0 \frac{R}{\lambda} \frac{M}{M+m}$$

m étant la masse du diaphragme.

L'auteur décrit divers appareils de signalisation acoustique sous-marins réalisés d'après ces principes.

La figure 2 représente schématiquement

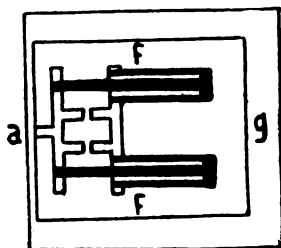


Fig. 2.

ment le transmetteur électromagnétique réalisé par la Signal Gesellschaft de Kiel.

La caisse est représentée par g , le diaphragme par a . Les deux tiges plongeant dans les cylindres F consistent en deux barres élastiques travaillant à la traction.

Le système est excité par des bobines non figurées et placées sur les pièces b et c . — JOUAUST.

Résistance et inductance en courant alternatif des bobines à une seule couche; C. N. HICKMANN, *Scientific Papers of the Bureau of Standards*, n° 47^a.

L'auteur établit mathématiquement une formule donnant la variation de la résistance et de l'inductance d'une bobine en courant alternatif.

En désignant par

R la résistance du courant alternatif,

R_0 la résistance du courant continu,

L l'inductance en courant alternatif,

L_0 l'inductance en courant continu,

N le nombre de spires,

a le rayon du conducteur,

D le rayon de la bobine,

s le pas de l'enroulement,

$$\lambda = \frac{\pi \omega a^2}{\sigma},$$

ω la pulsation du courant,

σ la résistivité en unités électromagnétiques GGS,

l longueur du fil.

En posant

$$G = 4\lambda^2 a^2 \left[\frac{0.5}{D} + \frac{1}{s} \arctan \frac{Ns}{D} - \arctan \frac{s}{2D} \right]^2$$

$$K = \frac{\pi^2 \lambda^2 a^4}{9s^2} \left[\frac{\pi^2}{6s^2} + \frac{4N}{N^2 s^2 + 4D^2} - \frac{4}{s^2 + 4D^2} + \frac{1}{D^2} \right]$$

$$E = V_{0/2} + \frac{a^2 \pi^2}{6s^2} - a^2 \left[\frac{2N}{N^2 s^2 + 4D^2} - \frac{2}{s^2 + 4D^2} + \frac{0.5}{D^2} \right]$$

$$F = V_{1/3} + \frac{a^4 \pi^4}{9s^4}$$

On a pour le cas d'une bobine longue par rapport à son diamètre

$$\frac{R}{R_0} = U_{0/1} + \frac{G}{U_{0/2} + \frac{\lambda^2 E^2}{U_{0/2}}} + \frac{K}{U_{1/3} + \frac{\lambda^4 F^2}{U_{1/3}}}$$

$$\frac{L}{L_0} =$$

$$= 1 - \frac{\frac{1}{2} - V_{0/1} + \frac{G}{U_{0/2} + \frac{\lambda^2 E^2}{U_{0/2}}} + \frac{K}{U_{1/3} + \frac{\lambda^4 F^2}{U_{1/3}}}}{\frac{1}{2} + 2s - 2 \log s - 4 \log \left(\frac{N-1}{a} \right)!}$$

pour le cas d'une bobine plate

$$\frac{R}{R_0} = U_{0/1} + \frac{\pi^2 \lambda^2 a^4}{54 s^4 \left[U_{1/3} + \frac{\lambda^4 F^2}{U_{1/3}} \right]}$$

$$\frac{L}{L_0} = 1 -$$

$$\frac{\frac{1}{2} - V_{0/1} + \frac{\pi^2 \lambda^2 a^4}{54 s^4 \left[U_{1/3} + \frac{\lambda^4 F^2}{U_{1/3}} \right]}}{\frac{1}{2} + 2 \log s + 2(N-1) \log s - 4 \log \left(\frac{N-1}{2} \right)!}$$

Les expressions U et V sont des fonctions complexes que l'auteur a calculées et rassemblées dans un tableau que nous donnons ci-dessous.

L'expression $\log \left(\frac{N-1}{2} \right)!$ est approximativement égale à

$$\frac{N}{2} \log \frac{N}{2} - \frac{N-3}{2} - \frac{3}{2} \log \frac{3}{2} = \frac{N}{2} \log \frac{N}{2} - \frac{N-3}{2} - 0.60819.$$

L'auteur a effectué des mesures de résistance et d'inductance de bobines pour des fréquences comprises entre 1.000 et 3.000 périodes par seconde. Il a trouvé que sa formule donnait des résultats plus exacts que celles de Sommerfeld et de Butterworth.

λ^2	$U_{0/1}$	$V_{0/1}$	$U_{0/2}$	$V_{0/2}$	$U_{1/3}$	$V_{1/3}$
0	1.00000	0.50000	1.00000	0.66667	1.00000	0.25000
1	1.07815	0.48056	1.01362	0.66484	1.00411	0.24065
2	1.14730	0.46357	1.02074	0.66312	1.00820	0.24031
3	1.20903	0.44857	1.03038	0.66144	1.01221	0.24898
4	1.26464	0.43524	1.05159	0.65985	1.01616	0.24866
5	1.31504	0.42329	1.07338	0.65830	1.02008	0.24834
6	1.36117	0.41250	1.07476	0.65682	1.02399	0.24802
7	1.40350	0.40274	1.08579	0.65540	1.02768	0.24771
8	1.44262	0.39382	1.09647	0.65401	1.03141	0.24741
9	1.47801	0.38566	1.10681	0.65268	1.03509	0.24710
10	1.51275	0.37815	1.11683	0.65138	1.03872	0.24681

JOAUST.

BIBLIOGRAPHIE

La Téléphonie sans fil sans accumulateurs, par R. BARTHÉLEMY. Préface de M. C. Gutton.

Ce petit opuscule, rédigé par un spécialiste de la question, apporte aux amateurs de précieux renseignements sur un problème de premier intérêt pour eux. L'auteur leur indique comment on peut utiliser le secteur alternatif, soit par redressement, soit directement. Il indique les montages qui permettent, dans le cas de l'alimentation directe du filament, l'amplificateur haute et basse fréquence, et même la détection. Il conseille, pour l'emploi de la réaction, l'usage de lampes spéciales à gros filament dont il indique les propriétés. Il décrit avec détail et très clairement la réalisation d'un poste à quatre lampes entièrement alimenté par le secteur. Une deuxième partie vise l'utilisation du secteur continu, fré-

quent dans les grandes villes. — A. CLAVIER.

Le Poste de l'Amateur de T. S. F., par P. HÉMARDINQUER. — E. Chiron, éditeur, 40, rue de Seine, Paris.

Ce livre renferme, sous une forme simple mais cependant suffisamment détaillée, la description et les données d'établissement des différentes parties d'un poste de réception.

L'auteur s'est spécialement attaché à donner des renseignements nombreux sur les dispositifs les plus récents, tels que la superhétérodyne ou la superréaction. Des chapitres spéciaux sont consacrés à la réception des émissions téléphoniques sur cadre, problème que M. Hémardiquer a spécialement étudié, ainsi qu'aux différents procédés d'enregistrement.

Enfin l'ouvrage est complété par un chapitre de conseils pratiques relatifs aux accumulateurs et aux piles, et par la description des différents systèmes de haut-parleurs et récepteurs téléphoniques. — CLAVIER.

INFORMATIONS

Réception de la téléphonie de la Tour Eiffel à Constantinople. — Nous avons reçu de Constantinople une lettre dont voici quelques extraits intéressants :

Pour des raisons d'emplacement et de commodité, j'emploie un cadre de $4 \times 3,50$ mètres, comportant 16 spires roulées en spirale plate espacées de 3 cm et fixées sur un mur à 10 cm de celui-ci. La direction du cadre (Est-Ouest) fait environ 12 degrés avec celle de Paris. Une antenne de 20 mètres, que j'ai une fois essayée, ne m'a pas donné de résultats comparables à ceux obtenus avec le cadre. La maison est en pierre et le cadre est installé au quatrième étage entre deux plans de poutrelles de fer contenues dans le plafond et le plancher. La maison est en pleine ville de Constantinople quoique située au sommet

d'une des collines qui forment la cité.

L'amplificateur comporte 6 lampes, 4 HF (dont une détectrice) et 2 BF. Le schéma ci-joint peut donner une claire idée du montage qui comporte la première HF montée à résonance, précaution indispensable pour éliminer les amorties des bateaux du Bosphore. Les deux lampes suivantes sont de simples HF à résistances; la quatrième est détectrice et contient dans son circuit de plaque une bobine de réaction. La première BF est à transformateur à fer à circuit magnétique fermé. La deuxième BF est à résistances. Deux écouteurs ayant une résistance totale de 12000 ohms (un Brunet 4000 et un Brown 8000) sont branchés dans le dernier circuit de plaque. Le voltage de la batterie de haute tension ne dépasse guère 40 volts.

La photo ci-jointe peut donner une

idée de la disposition des appareils de la Tour lorsque les parasites le permettent. Ceux-ci sont parfois si

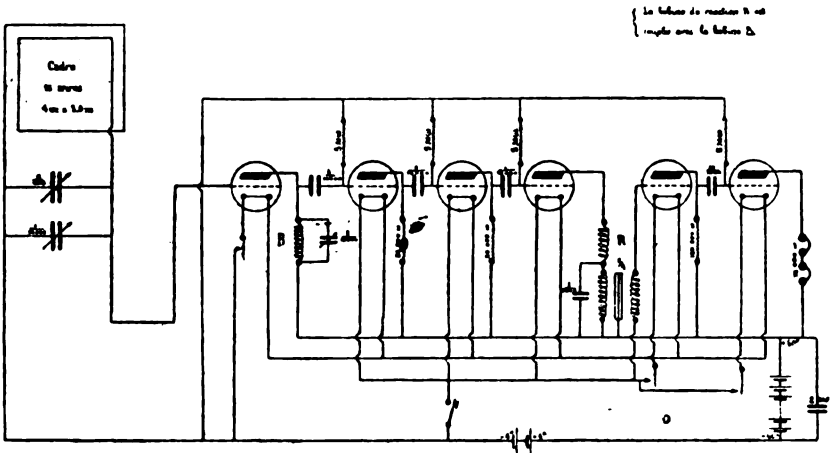


Fig. 1.

entièrement, si ce n'est le condensateur d'accord et la boîte du BF qui est une ancienne boîte détectrice de l'Armée

violents qu'ils interdisent toute réception. La qualité de l'audition varie dans de larges limites suivant les

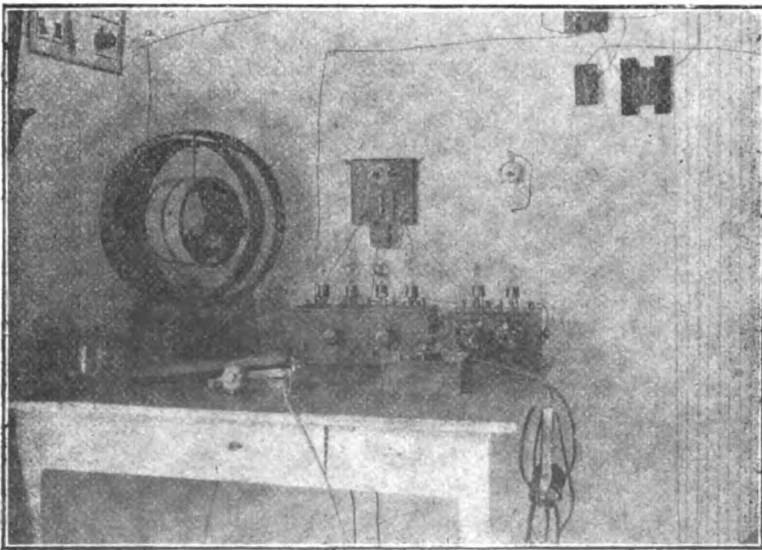


Fig. 2.

française, transformée intérieurement.

Depuis deux mois, je reçois assez régulièrement les concerts et les avis

jours. En général, un temps froid local donne une meilleure réception.

J'ai essayé de recevoir la téléphonie

de la Tour avec différents nombres de lampes. Mes expériences ont montré que la Tour est audible mais non compréhensible avec une simple lampe détectrice à réaction, si la réaction est accrochée (ce qui déforme énormément).

Avec mes 6 lampes, je peux me tenir à une certaine distance de l'accrochage, ce qui améliore la qualité de l'audition.

Comme preuve de mes dires, je vous dirai que ce soir 8 novembre, le radio-concert de 18 h 10 GMT comportait comme avant-dernier morceau un passage de l'opéra « les Pêcheurs de Perles » de Bizet. La voix avait une intensité remarquable et était audible de 1 à 2 mètres des écouteurs.

Signé : Henri NECHETTE-MOREAU, étudiant-ingénieur, Robert-Collège Bebek (Constantinople).

Indicatifs d'appel pour stations d'amateurs. — Préoccupés de trouver une solution permettant aux amateurs de se rendre compte de la nationalité des amateurs s'appelant l'un l'autre, la Radio Relay League des Etats-Unis nous communique la solution qui a recueilli en Amérique, dans le monde des amateurs, le plus d'approbations.

Elle consiste à intercaler, entre les indicatifs des deux correspondants les deux initiales conventionnellement adoptées pour les différents pays, la première étant celle du poste appelé, la seconde celle du poste demandeur.

Par exemple si le poste français 8AB veut appeler l'anglais 2SH il passera :

2SH 2SH 2SH gf 8AB 8AB 8AB

g étant l'initiale de la Grande-Bretagne. 2SH répondra évidemment par :

8AB 8AB 8AB fg 2SH 2SH 2SH

Entre postes de même nationalité, la lettre de nationalité, passée une fois, constituerait le seul intermédiaire entre les indicatifs. 8AB appellerait 8BF par :

8BF 8BF 8BF f 8AB 8AB 8AB

ce qui permettrait aux étrangers à l'écoute de localiser les postes qui s'appellent.

Les initiales réservées aux différents pays seraient :

- A Australie.
- C Canada.
- F France.
- G Grande-Bretagne.
- I Italie.
- M Mexique.
- N Pays-Bas (Netherlands).
- O Afrique du Sud.
- P Portugal.
- Q Cuba.
- R Argentine.
- S Espagne (Spain).
- U Etats-Unis.
- Z Nouvelle-Zélande.

Cette proposition a soulevé des objections de la part des services télégraphiques anglais qui tiendraient à garder le « de » intermédiaire et faire précéder les indicatifs de la lettre de nationalité.

G2SH G2SH G2SH
de F8AB F8AB F8AB

mais les Américains croient que surcharger l'indicatif d'une lettre, est très désavantageux. Cela expose, en cas de mauvaise manipulation, à confondre G2SH avec 2SHG. Aucune décision n'est intervenue en France; elle nous paraît être du ressort de la section d'amateurs de l'U. R. S. I.

TABLE DES MATIÈRES DU TOME II

MESURES

- F. BEDEAU. — Étalonnage des capacités en valeur absolue au moyen des circuits à ondes entretenues, pp. 74-90.
- « BUREAU DES STANDARDS » Extrait. — La Construction d'un ondemètre portatif pour petites longueurs d'ondes, pp. 110-120.
- R. MESNY. — Diagrammes des forces électromotrices mesurées à Meudon, pour les émissions de Bordeaux, Nantes et Rome, pp. 296-297.
- Ch. LANGE. — Au sujet du téléphone shunté, pp. 364-365.
- A. CLAVIER. — Quelques méthodes de mesure que l'amateur de télégraphie sans fil doit connaître, pp. 462-480.
- F. BEDEAU. — Courbe d'étalonnage des condensateurs variables à air, pp. 508-520.
- M. GUÉRITOT. — La mesure du courant de saturation dans les lampes à trois électrodes, pp. 557-559.
- Diagrammes des forces électromotrices mesurées à Meudon pour les émissions de Bordeaux, Nantes et Rome, pendant le premier semestre de 1923, pp. 599-601.

PROPAGATION

- Dr P. CORRET. — Les essais transatlantiques, pp. 129-143.
- M. LARDRY. — Réflexions d'un amateur sur les essais transatlantiques, pp. 149-152.
- P. ANCELME. — Explication élémentaire de l'action d'un circuit émetteur sur un récepteur éloigné, pp. 153-158.
- L. BOUTHILLON. — Exposé critique des théories de la propagation, pp. 275-289 et 345-357.
- R. MESNY. — Discussion, pp. 358-359.
- L. AUSTIN. — Etat actuel des formules sur la propagation des ondes, pp. 504-507.
- R. MESNY. — Rayonnement d'un cadre. Applications, pp. 571-578.
- Léon DELOY. — Des ondes de cent mètres franchissent l'Atlantique journellement, pp. 648-651.
- Léon DELOY. — Première communication bilatérale entre postes d'amateurs, pp. 677-683.

TUBES ÉLECTRONIQUES

- A. DUFOUR. — Oscillographe cathodique pour l'étude des basses, moyennes et hautes fréquences (*fin*), pp. 19-42.
- R. JOUAUST. — L'influence des traces de gaz dans les lampes à trois électrodes, pp. 65-73.
- E. FROMY. — Quelques remarques sur le fonctionnement d'une lampe détectrice, pp. 411-419.
- A. DUFOUR et R. MESNY. — Étude oscillographique de quelques émetteurs à triodes, pp. 620-633 et 692-705.

ÉMISSION

- COMITÉ FRANÇAIS DES ESSAIS TRANSATLANTIQUES. — Le poste de M. Deloy, pp. 291-295.
- Marius LATOUR. — Multiplicateurs de fréquence et amplificateurs magnétiques, pp. 327-338.

RÉCEPTION

Réception d'émissions sur très petites longueurs d'onde, pp. 144-148.

P. DAVID. — Pratique de la super-réaction, pp. 222-229.

LÉON DELOY. — Communications transatlantiques sur ondes courtes, pp. 230-232.

M. GOIZET. — Comment recevoir les P. T. T. et la Tour Eiffel sur le même cadre, pp. 289-291.

A. CLAVIER. — Procédés de réception par changement de fréquence (interférence, modulation), pp. 338-344.

LÉON DELOY. — Un récepteur pour ondes courtes, pp. 360-361.

LÉON DELOY. — Pour recevoir « OC45 », pp. 362-363.

SAGLIO. — Réceptions radiotéléphoniques sur trains en marche, pp. 454-461.

BLANCHARD. — La réception de « OC45 », pp. 544-545.

J. BETHENOD. — Théorie de la réception sur antenne apériodique, pp. 617-619.

E. FROMY. — Au sujet du circuit Flewelling, pp. 636-637.

LARDRY. — Récepteur puissant, pp. 652-654.

P. HEMARDINQUER. — La superhétérodynation pratique, pp. 655-660.

A. CLAVIER. — Le problème de l'alimentation des postes récepteurs par le courant alternatif, pp. 684-691.

RADIOTÉLÉPHONIE

P. HEMARDINQUER. — Le problème de la réception de la téléphonie sans fil sur cadre, pp. 150-167.

E. FROMY. — Etude d'un procédé de réception par modulation à une lampe, pp. 168-173.

E. REYNAUD-BONIN. — La modulation en radiotéléphonie, pp. 257-267.

Commandant JULLIEN. — Le nouveau poste radiotéléphonique de la Tour Eiffel, pp. 437-453.

C. LEROYER. — Le « Broadcasting » en Angleterre, pp. 535-544.

P. DAVID. — Radiotéléphonie avec ou sans courant porteur, pp. 579-598.

Stations émettrices de radiotéléphonie, pp. 637-644.

DELORAINÉ. — La station de téléphonie sans fil de Birmingham, pp. 706-715.

AMPLIFICATEURS

L. DUBAR. — Remarques diverses sur les amplificateurs haute fréquence à réaction, pp. 43-49.

G. BEAUVAIS et L. BRILLOUIN. — Les amplificateurs à résistances et les ondes courtes, pp. 267-274.

P. LEJAY. — Contribution à l'étude des amplificateurs à très basse fréquence, pp. 521-584.

RADIOGONIOMÉTRIE

E. ROTHÉ. — Sur la radiogoniométrie des parasites atmosphériques et la prévision du temps, pp. 7-18.

D. GERNEZ. — Tracé sur la carte des lignes de relèvement constant d'un point terrestre, pp. 406-410.

ATMOSPHÉRIQUES

R. MESNY. — Les perturbations atmosphériques, pp. 391-405.

DIVERS

- Léon DELOY. — Une visite à quelques postes d'amateurs anglais, écossais, hollandais, belges et à PCGG, pp. 50-56.
- Capitaine METZ. — Les grands postes coloniaux français (*fin*), pp. 91-104.
- E. BROIN. — Notes sur la législation et la réglementation applicables aux communications radioélectriques (*suite*), pp. 105-109.
- M. LARDRY. — Charge des accumulateurs sur courant alternatif, pp. 174-180.
- Henri PRÉVOST. — Le poste d'étude d'un amateur, pp. 181-186.
- A. PEROT. — Transmission dans l'air par induction (T. P. A.), système Perot-Lyot, pp. 193-199.
- Commandant P. FRANCK. — Particularités de l'emploi de la télégraphie sans fil à bord des avions, pp. 200-221.
- Léon HOYER. — Table donnant la longueur d'onde d'un circuit oscillant, pp. 233-236.
- Docteur Pierre CORRET. — Classement et attribution des prix du concours transatlantique 1922, pp. 237-241.
- Essais transatlantiques. Postes de réception, pp. 366-372.
- Liste des postes radioémetteurs privés autorisés à la date du 20 mai 1923, pp. 373-374.
- L. DRIENCOURT. — Emploi de la télégraphie sans fil pour la détermination des longitudes et l'unification de l'heure, pp. 377-390.
- Un amateur en route pour le pôle, pp. 420-424.
- Louis MORCELLET. — Essai juridique sur les ondes hertziennes, pp. 424-427.
- Projet de réglementation de la télégraphie sans fil, pp. 481-488.
- M. HOLWECK. — Pompe moléculaire hélicoïdale, pp. 497-503.
- Ph. LE CORBEILLER et Ch. LANGE. — Etude sur les lignes en T dissymétriques et application aux filtres de bandes, pp. 560-570.
- Léon DELOY. — 8AB en Amérique, pp. 602-604.
- Fondation d'un Comité intersociétaire, pp. 605-607.
- Essais transatlantiques, pp. 607-610.
- GUINCHANT. — Un précurseur français de la télégraphie sans fil, pp. 634-635.
- Léon DELOY. — Un amateur français en Amérique, pp. 645-648.

ANALYSES ET BIBLIOGRAPHIE

MESURES

- Mesures de capacités sur des antennes réduites; Robert Ettenreich, pp. 58-61.
- Application des pyromètres aux mesures de haute fréquence; R. Jouaust, p. 246.
- Un voltmètre thermoionique à lecture directe; Moullin (E.-B.), pp. 302-303.
- Montages à « pont » pour déterminer la résistance d'une self ou d'un condensateur; H.-V. Higgitt, pp. 303-304.

- Sur la mesure des coefficients de self-induction en H. F.; V. Ylostalo, pp. 304-305.
 La variation de la perte de puissance dans les diélectriques en fonction de la fréquence; Mackleod (H.-J.), p. 492.
 Note sur la mesure des signaux radiotélégraphiques; C.-R. Englund, p. 550.
 Mesures de rayonnement; R. Brown, C.-R. Englund et H.-T. Früs, pp. 550-551.
 Etalonnage d'un ondemètre au moyen des fils de Lecker; G. Pession, p. 553.

PROPAGATION

- Une courte histoire de télégraphie sans fil; E. Thompson, p. 57.
 Au sujet de la transmission par la terre des ondes de télégraphie sans fil; O. Lodge, p. 57.
 Correspondance. Preuves de l'existence de la couche d'Heaviside; Eckersley, p. 57.
 Notes sur la télégraphie sans fil; Howe, p. 58.
 Correspondance; Schuster, p. 58.
 Remarques supplémentaires sur la télégraphie sans fil; Elihu Thomson, p. 58.
 Le problème des hauteurs du rayonnement; P. Eckersley, pp. 134-135.
 La propagation des ondes; Olivier Lodge, p. 546.
 La propagation des ondes; G.-W. Howe, pp. 546-547.
 Rayonnement des antennes; G.-W. Howe, pp. 661-662.
 Discussion des systèmes pratiques de réception radiogoniométrique; Smith-Rose et Barfield, pp. 725.

TUBES ÉLECTRONIQUES

- Détermination à l'oscillographe des caractéristiques des tubes thermoïoniques; Léon Chaffee, p. 121.
 Tubes électroniques photoélectriques; H.-A. Brown et C.-T. Knipp, p. 122.
 Analyse quantitative des oscillations produites par un triode générateur, p. 189.
 Un nouveau modèle de triode à grande puissance; W. Wilson, p. 245.
 Théorie des tubes à vide; Georg Joss, p. 300.
 Sur l'entretien des oscillations électriques par une lampe à trois électrodes; F. van Aalst, p. 301.
 Kénotron et pliotron combinés susceptibles de fonctionner en courant alternatif; Albert W. Hull, p. 430.
 Un nouveau détecteur ne produisant pas d'interférences; Harold-P. Donle, p. 431.
 Courbes permettant le calcul de l'émission thermoïonique pour le tungstène, le tungstène thorié, le molybdène et le tantal; Paul Dushman et Jossie-W. Ewald, pp. 553-556.
 Effets de la charge d'espace et de la vitesse initiale des électrons sur l'intensité du courant dans les tubes thermoïoniques; Longmuir, O. E., pp. 662-663.
 Les triodes comme producteurs d'oscillations; D.-C. Prince, O. E., pp. 663-665 et pp. 725-727.
 Le filament de tungstène au thorium; White, pp. 727.

ÉMISSION

- Projet d'installation d'une station radiotélégraphique à Pézénas, p. 121.
 Quelques améliorations dans l'arc Poulsen; P.-O. Pedersen, p. 492.
 Une méthode de transmission de l'alphabet, applicable en télégraphie sans fil et en télégraphie par câbles (terrestres ou sous-marins); O. Squier-Georges, p. 549.
 Émissions dirigées sur une onde de 10 mètres; F.-W. Dunmore et F.-H. Engel, pp. 724.

RÉCEPTION

- Un appareil pour l'enregistrement automatique des signaux radiotélégraphiques; G. Pession, p. 123.
 Réception par double réaction; *Modern Wireless*, pp. 305-306.
 Récepteurs téléphoniques sans distorsion; J. Bethenod, p. 430.
 Circuits filtres électriques; Cohen (Louis), pp. 492-493.
 Perturbations apportées par les moteurs des avions dans les réceptions à bord; Prof. Hubbakin, pp. 665-666.
 L'antenne « Beverage »; *Journ. of the Am. Inst. Electr. Eng.*, pp. 666-669.
 Calcul du courant dans une antenne de réception; Prof. G.-W.-O. Howe, pp. 669-670.

RADIOTÉLÉPHONIE

- Transmission radiotéléphonique en duplex: Baker (W.-R.-G) et Byrnes (I.-F.), p. 242.
 Un procédé de manipulation et de modulation en haute fréquence utilisant la saturation magnétique du fer; Pungs, pp. 242-244.
 La station radiophonique américaine W. G. Y.; W.-R. Baker, pp. 548-549.

AMPLIFICATEURS

- Amplificateurs à H. F.; P.-D. Lowell, p. 122.
 Un nouvel amplificateur des sons; L. Gaumont, pp. 246-247.

ATMOSPHÉRIQUES

- Observations sur la direction des perturbations atmosphériques; Watson-Watt, p. 187.
 Sur l'origine des parasites; Watson-Watt, p. 188.
 De la nature des atmosphériques; W.-Watt et E.-V. Appleton, p. 547.

DIVERS

- Application à la radiotélégraphie des procédés d'étude des transmissions sur les fils; Lloyd Espenchied, p. 123.
 Analyse de la distribution de l'énergie dans la parole; J.-B. Crandall et D. Mackenzie, p. 124.
 La nature de la parole et son interprétation; Harvey Fletcher, p. 124.
 Application du phénomène de Johnsen et Rahbeck, pp. 124-125.
 Chauffage par induction à H. F. Etude de rendement du four induction; G. Ribaud, p. 125.
 Dispositif de photographie à grande vitesse par oscillographe; E.-A. Eckardt, p. 126.
 Sur un procédé rapide de détermination des éléments du magnétisme terrestre; A. Perot, pp. 248-249.
 La pression du vent sur les pylônes; C.-F. Elwell, p. 300.
 Redresseur mécanique pour haute tension Woodhull, p. 432.
 « Permalloy », alliage à grande perméabilité magnétique; Arnold (H.-D.) et Elmen (G.-W.), p. 494.
 Les caractéristiques du fer magnétiquement actif; Turner (A.), p. 552.
 Effets obtenus lorsqu'un courant alternatif traverse un électromètre capillaire; Kleeman (R.-D.) et Simonds (D.-T.), p. 552.
 La sensibilité de l'oreille aux petites différences d'intensité et de fréquence Kundsen (V.-O.), p. 552.

- Résistance et inductance en courant alternatif des bobines à une seule couche ; C.-N. Hickmann, pp. 731.
Oscillographe à rayons cathodiques à basse tension système « Western Electric » ; Deloraine ; pp. 729.
Formules et tables pour le calcul de l'inductance des bobines de forme polygonale ; Frédérick W. Grower, pp. 728-729.
Construction des appareils oscillatoires pour la production de signaux électriques sous-marins ; Walter Hahnemann ; pp. 730.

BIBLIOGRAPHIE

- L'acoustique téléphonique. La téléphonie. La télégraphie ; E. Reynaud-Bonin, pp. 249-250.
La lampe à trois électrodes ; C. Gutton, p. 375.
Electricité, magnétisme, électromie ; Boll, G.-I. Higson, Malapert, R.-E. Slade, G.-V. Weisse, pp. 374-375.
Radiotélégraphie, Téléphonie, Concerts ; E. Reynaud-Bonin, p. 376.
L'énergie rayonnante ; A. Forestier, p. 670.
La téléphonie sans fil sans accumulateurs ; Barthélémy, p. 732.
Le Poste d'amateur de T. S. F. ; Hémardinquer, p. 732.
-

Amr

LEREBOURS* & SECRÉTAN*

Maison fondée en 1789

Hors-Concours — Vingt Médailles d'Or et Diplômes d'honneur

SECRETAN

Lunettes Astronomiques - Télescopes

INSTRUMENTS pour les SCIENCES

TACHÉOMÈTRES - THÉODOLITES

Catalogue franco

151, Boul^d Aug.-Blanqui -:- PARIS (XIII^e)

OBJECTIFS ASTRONOMIQUES DE TOUS SYSTÈMES
paraboliques, plans ou hyperboliques pour Télescopes

TOUCHES DES OBJECTIFS ET MIROIRS ASTRONOMIQUES

T, Opticien-Constructeur, 24, rue de Gergovie, Paris (14^e)

OMAR KHAYYAM

Savant et Philosophe

(Une figure nouvelle du grand poète persan)

par Pierre Salet

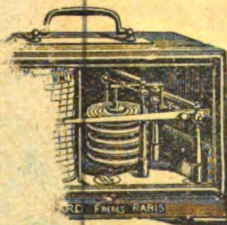
Astronome titulaire de l'Observatoire de Paris

10, Jésus, broché, de 165 pages sur beau papier alfa

15 fr.

(En vente à la Société, chez M. Ballot, 7, rue Suger, Paris, 6^e)

LES ENREGISTREURS POUR LA MÉTÉOROLOGIE



enregistreur

BAROMÈTRES
THERMOMÈTRES
HYGROMÈTRES
ANÉMOMÈTRES
ANÉMO-CINÉMOGRAPHES
PLUVIOMÈTRES
ACTINOMÈTRES
PYRÉLIOGRAPHES
SOLARIMÈTRES du Dr Gorczyński

ÉRASCOPE RICHARD

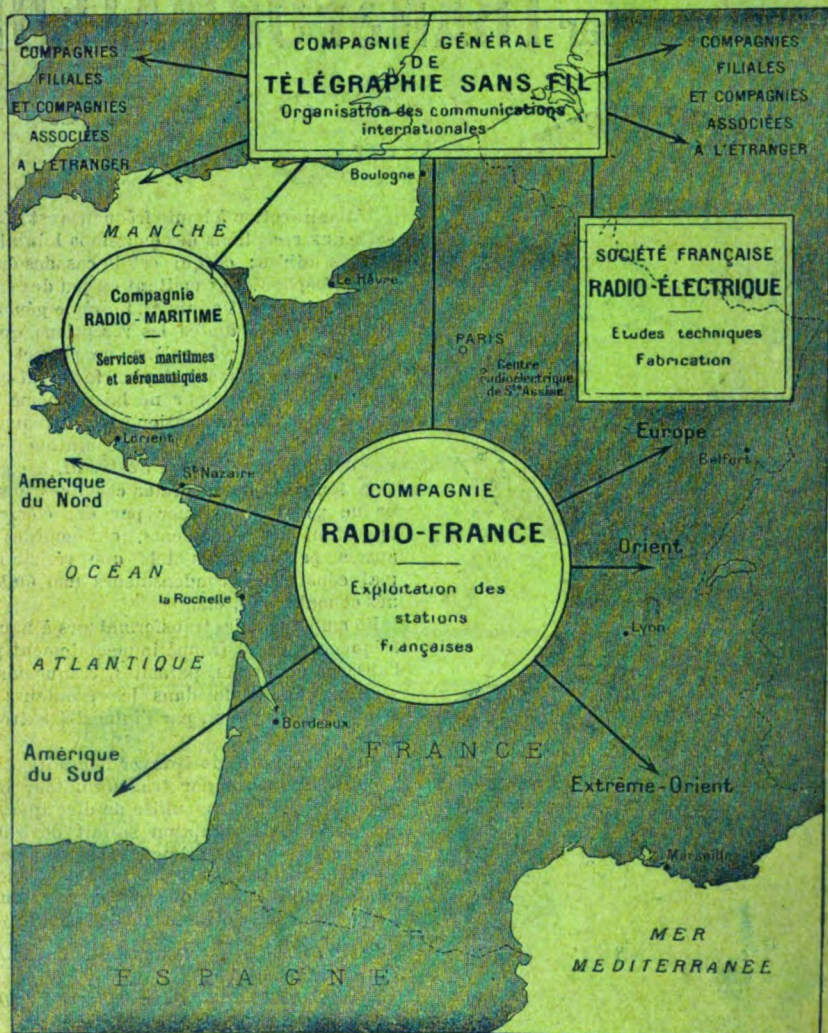
Reil stéréoscopique, formats 45 × 107 — 6 × 13 — 7 × 13 (sur plaques et pellicules)

— CATALOGUE T sur DEMANDE —

lingue

Sté An. des Établ^{ts}
Jules RICHARD

Magasin de Vente
7, Rue La Fayette
PARIS



LES GRANDES COMPAGNIES DE T. S. F. FRANÇAISES ASSOCIÉES

79, boulevard Haussmann

PARIS

7 DAY USE
RETURN TO DESK FROM WHICH BORROWED

ENGINEERING LIBRARY

**This publication is due on the LAST DATE
stamped below.**

NOV 18 1997	
RECEIVED	
NOV 13 1997	
CIRCULATION DEPT.	

RB 17-30m-5,57
(C6410s20)4188

General Library
University of California
Berkeley

YE 1947

U. C. BERKELEY LIBRARIES



C061429696

V. 2

1923

YE 1949?

